tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 47 – nr. 5/6 – 1982

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en - verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 60,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 60,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De door het Genootschap ingestelde examens worden afgenomen in samenwerking met de "Vereniging tot bevordering van Elektrotechnisch Vakonderwijs in Nederland (V.E.V.)". Het betreft de examens:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur N.E.R.G.";
b. op middelbaar technisch niveau: "Middelbaar Elektronica technicus N.E.R.G.".

Voor deelname, inlichtingen omtrent exameneisen, reglement, en uitgewerkte opgaven wende men zich tot het Centraal Bureau van de V.E.V., Barneveldseweg 39, 3862 PB Nijkerk; tel. 03494 - 4844.

DIGITALE AVIONICA VOOR REMOTE SENSING

Ir. H. Pouwels
Nationaal Lucht- en Ruimtevaart Laboratorium

"Digital avionics for remote sensing".
The Dutch National Aerospace Laboratory NLR operates a variety of Remote Sensing equipment in its aircraft. A description is given of the airborne digital acquisition and registration equipment with emphasis on the digitalisation of the different sensor signals. The groundbased replay system and preprocessing of the raw r.s. data , the flightpath data is indicated.

1 INLEIDING

Met de term "remote sensing" worden technieken aangeduid, waarbij vanuit de ruimte of vanuit de lucht met behulp van meetapparatuur informatie wordt verkregen omtrent het oppervlak, de bodem of de atmosfeer van de aarde. Voorbeelden zijn: temperatuur metingen vanuit weersatellieten, delfstofvoorkomensonderzoek, milieu bewaking vanuit vliegtuigen.

Binnen het NLR houden ± 25 personen zich direct met verschillende aspecten van Remote Sensing bezig. In de volgende pagina's zal een klein facet uit dit geheel belicht worden: de instrumentatie voor remote sensing vanuit het NLR laboratorium vliegtuig zoals deze in de afgelopen jaren is opgebouwd en in de toekomst zal worden aangevuld. De te beschrijven apparatuur is ontwikkeld in overleg met verschillende andere instanties, zoals

- BCRS = Begeleidingscommissie Remote Sensing
- Rijkswaterstaat
- TH Delft
- Physisch lab TNO

Uitgangspunten

Bij de opzet van het instrumentatiesysteem is van de volgende punten uitgegaan:

- toegespitst op onderzoek
- modulair opgebouwd
- passend in NLR concept
- zo min mogelijk bediening nodig

Een gevolg van deze uitgangspunten is bijvoorbeeld, dat er in de lucht zoveel mogelijk ruwe informatie wordt vastgelegd en dat bewerkingen op de grond worden uitgevoerd; verschillende bewerkingen kunnen dan op dezelfde reeks gegevens uitgevoerd worden ter vergelijking.

Een ander gevolg is het ontbreken van allerlei instellingen aan de registratie apparatuur; het bereik van de registratie wordt zo groot gekozen, dat er nooit oversturing op kan treden.

Er is gekozen voor digitale registratie in de vlucht; dit heeft de volgende voordelen:

- groot dynamisch bereik mogelijk
- behoud van nauwkeurigheid en bandbreedte na digitalisatie
- sluit aan op computer verwerking
- sluit aan op bestaand NLR verwerkingsnetwerk

2 INSTRUMENTATIE OPZET

De instrumentatie bestaat uit een vliegend gedeelte, waarin de acquisitie en registratie plaats vinden, een grondgedeelte, waarin de gegevens van de vluchtregistratie worden geconverteerd naar magneetbanden voor computer gebruik en een preprocessing gedeelte, waarin gecorrigeerd wordt voor ongewenste vliegtuigbewegingen, fouten en systeemeigenschappen.

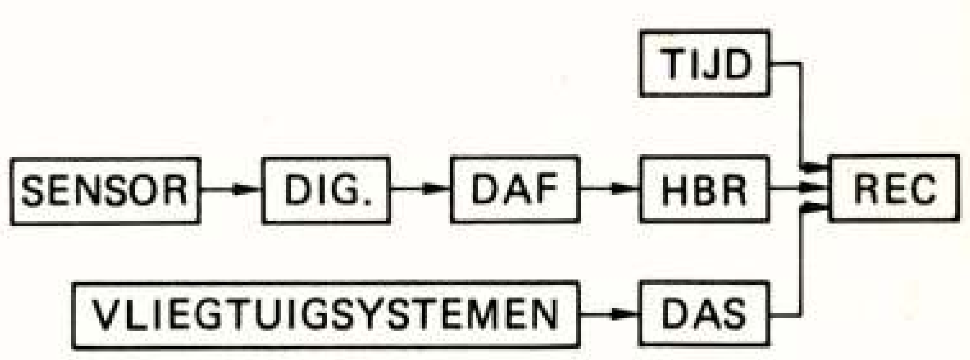


Fig. 1 Remote sensing keten: vliegend gedeelte

In het vliegend gedeelte van de registratie keten zijn de volgende modules aanwijsbaar (fig. 1):

- SENSOR : Meetsysteem b.v. Radar, Infrarood scanner of Multispectraal scanner
- DIG : digitalisator, toegespitst op het gebruikte sensorsysteem
  de signalen worden op gepaste wijze omgezet in digitale meetwaarden
- DAF : Data Formatter, de digitale meetwaarden worden in een vastgelegd formaat ondergebracht en geschikt gemaakt voor bitseriele overdracht

- HBR : High Bit Rate encoder; deze encoder codeert de ingangsbitstroom naar zes bitstromen voor registratie op zes sporen van de magneetbandrecorder, zodat de hoge bitsnelheid verwerkt kan worden
- Vluchtrecorder : een speciale, robuuste, 14 spoors instrumentale recorder; bitdichtheden tot 16 kbit per inch, hetgeen bij 60 inch per seconde 5.10^6 bits per seconde oplevert
- Vliegtuigsystemen en DAS : data vergarende en registrerende apparatuur die tot de gebruikelijke uitrusting van het laboratorium vliegtuig behoort voor de bepaling van b.v. positie, stand en snelheden van het vliegtuig
- TIJD : Tijdgenerator volgens IRIG-B norm met een resolutie van 1 ms. Deze tijd wordt geregistreerd als gemeenschappelijke tijdbasis voor de latere koppeling en verwerking van de verschillende datastromen.

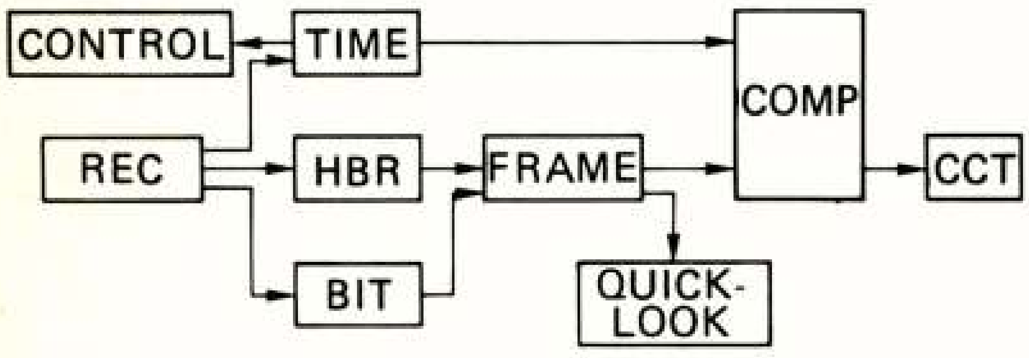


Fig. 2 Remote sensing keten: grond gedeelte

Het grondgedeelte van de instrumentatieketen (fig. 2) bestaat uit apparatuur die grotendeels tot de gewone uitrusting voor het verwerken van vluchtgegevens behoort; alleen de "HBR" is speciaal voor de Remote Sensing aangeschaft:

Recorder : een speciale instrumentatie recorder voor het afspelen van verschillende banden uit vliegproeven programma's

HBR : High Bit Rate decoder die de zes HBR spoor signalen decodeert en terugbrengt naar de oorspronkelijke enkelvoudige bitseriele datastroom

FRAME : Frame synchronizer; vertaalt een bitseriele datastroom naar een woordseriele datastroom onder toevoeging van tijdinformatie en markering van ieder eerste woord van het formaat

COMP : computer wordt gebruikt tijdens de instelling van b.v. de frame synchronizer, recorder control unit en bitsynchronizer. De computer fungeert als doorgeefluik voor de gegevens registratie op computer compatible tape. In de nabije toekomst zal deze computer een deel van de voorbewerkingen tijdens het afspelen voor zijn rekening nemen.

CCT : Computer Compatible Tapes; bevat per tape ruwe gegevens van een datastroom met als gemeenschappelijk gegeven de tijd

CONTROL : een stuureenheid voor de recorder die met behulp van de gelezen tijd bepaalde stukken op de band kan opzoeken en weergeven

TIME : de decoderings eenheid voor het IRIG-B tijdsignaal

BIT : Bitsynchronizer, vetaalt de overige band signalen (vliegtuiggegevens) in ordelijke bitseriele datastromen die verder door de framesynchronizer verwerkt worden

QLook : een zeer eenvoudige plaatjesmachine voor het maken van snel beschikbare overzichtsbeelden van de vastgelegde remote sensing gegevens

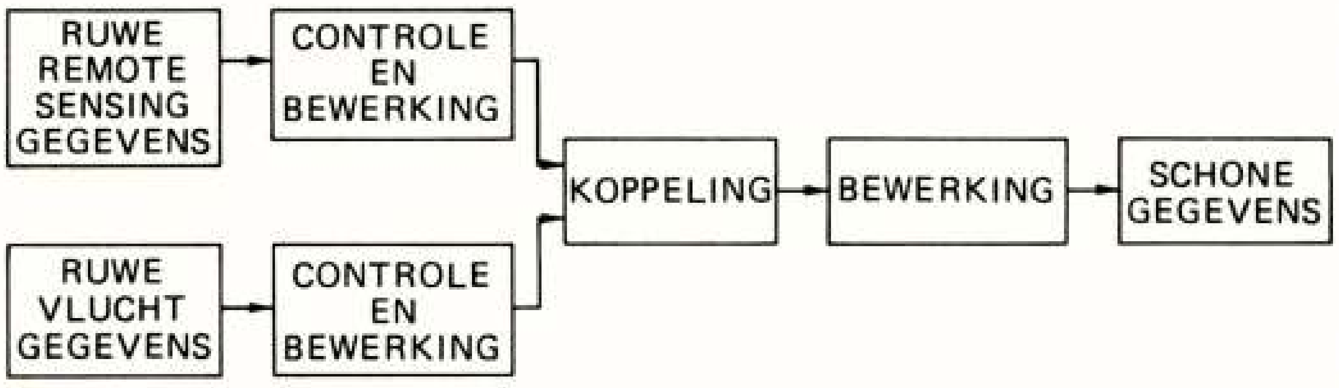


Fig. 3 PARES, preprocessing airborne remote sensing

In het preprocessing gedeelte (figuur 3) worden de verschillende "ruwe data" banden gecontroleerd op fouten zoals weggevallen of foutief gedecodeerde gegevens.
In het blokje "Koppeling" worden de "remote sensing" gegevens en de vliegtuiggegevens op basis van de tijd aan elkaar gekoppeld, zodat in het blokje "Corrigeer" de verstoringen ten gevolge van ongewenste vliegtuigbewegingen verwerkt kunnen worden. De nu ontstane magneetband bevat een lijnsgewijze opgebouwd "beeld" voorzien van noodzakelijke vluchtinformatie in een voor gebruikers toegankelijk formaat.

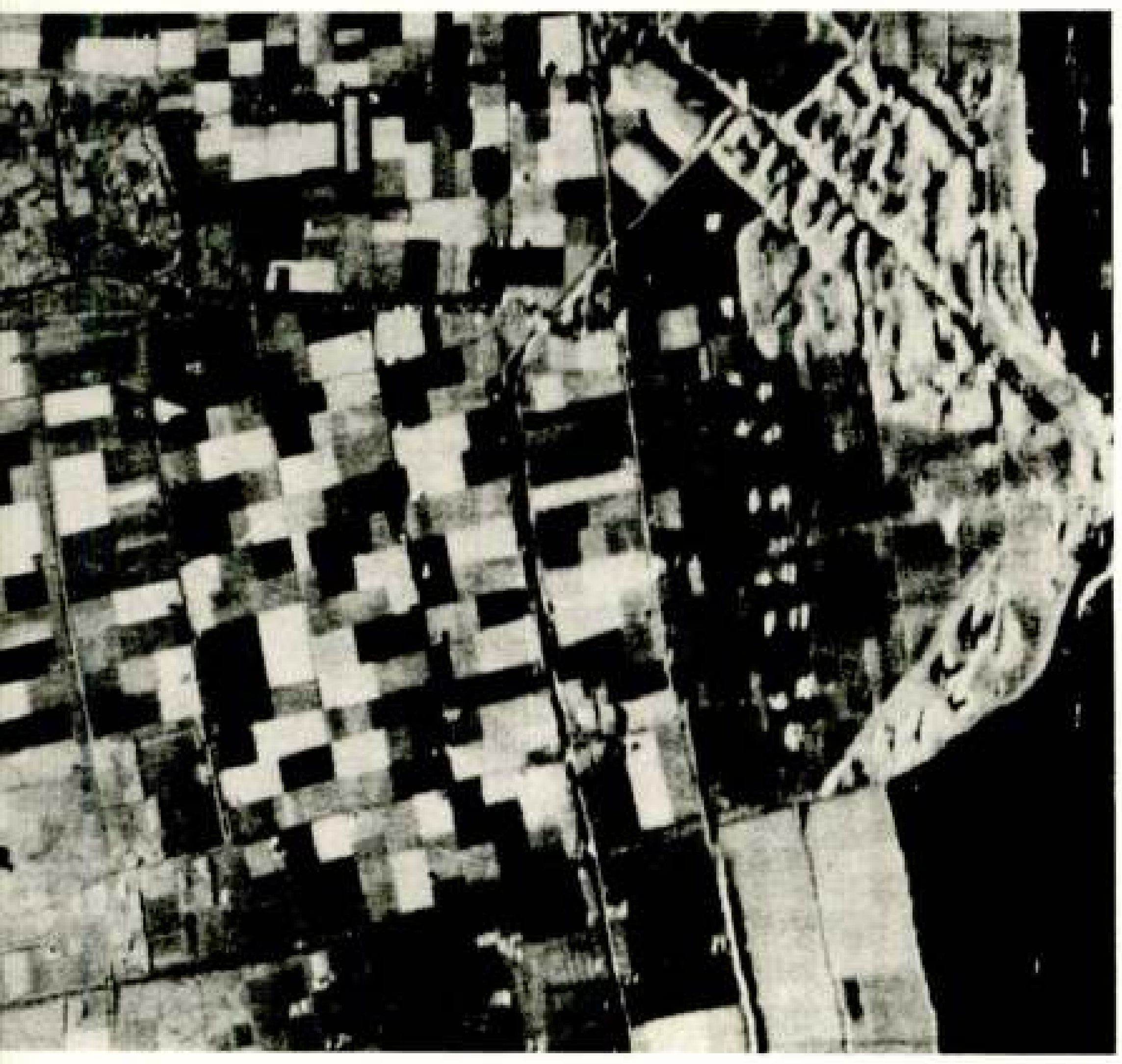
Het hierboven beschreven preprocessing gedeelte is momenteel in ontwikkeling in een gezamenlijke inspanning van NLR, RWS, Phys. Lab. en TH Delft onder de naam PARES: Preprocessing Airborne REmote Sensing en zal in de loop van 1982 gereed zijn. De resultaten worden vervolgens aangeboden aan het Remote Sensing Data verwerkingssysteem "RESEDA" van het NLR. Dit is een systeem waarmee de gebruiker/onderzoeker het beeldmateriaal nader kan onderzoeken en bestuderen.

OPNEEMSYSTEMEN

.n drie opneemsystemen voor Remote Sensing gegevens en
: daarvoor ontwikkelde digitaliserings apparatuur wordt
:n beschrijving gegeven.

.1 SLAR : Sideways Looking Airborne Radar

.AR is een beeldvormend systeem waarvan de beelden
.jnsgewijs worden opgebouwd. De radarantenne heeft een
ıaiervormig patroon waarvan de "waaier" dwars op het
.iegtuig staat; hierdoor wordt het terrein naast het
.iegtuig lijnsgewijs afgetast. De reikwijdte van het
rsteem is 15 km met een afstandsresolutie van 7.5 m en
:n bundelbreedte van 16 mrad. Bij een vliegsnelheid
ın ongeveer 100 m/sec worden 100 lijnen per sec ver-
ımeld. Een voorbeeld van zo'n radarbeeld is figuur 4
ıa bewerking).



g. 4 Flevopolder: SLAR beeld

ARDIG = SLAR DIGitalisatie

het vliegend gedeelte van de remote sensing keten
ie figuur 1) wordt voor SLAR het blokje "DIG" gevormd
or SLARDIG. Aan de hand van figuur 5 wordt de werking
tgelegd: De van de SLAR afkomstige signalen bestaan
t een synchronisatiepuls "SYNC" en het ontvangen
gnaal "VIDEO".

t SYNC signaal start een kristal gebaseerde klokgenera-
r die stuurpulsen levert voor de Analoog naar Digitaal
ıversie ADC van het video signaal. Deze conversie le-
rt 8 bits woorden met een snelheid van 20.10^6 woorden
r sec. Een reeks van 2048 van deze woorden wordt,ge-
ıurd vanuit de klok, opgeslagen in een snel halfgelei-
r geheugen "MEM"; de adressering wordt verzorgd door
ı teller "ADRES". Deze teller bepaalt het einde van de
eks van 2048 woorden; er zijn dan 100 µsec verlopen
iert het sync signaal.

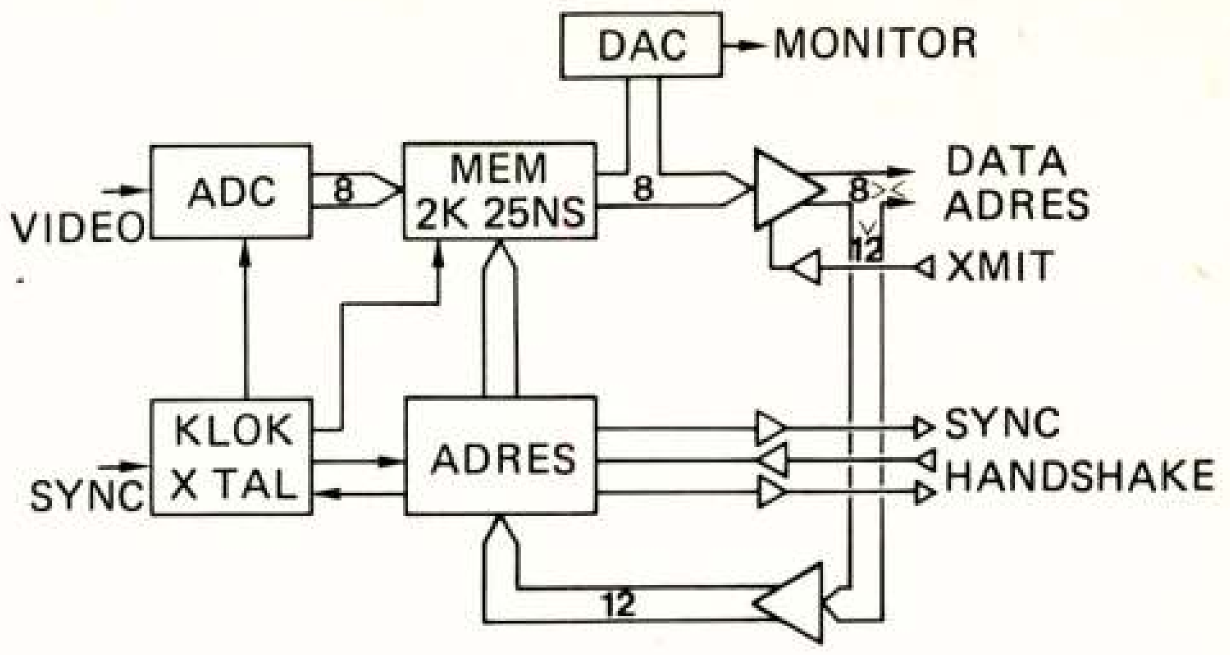


Fig. 5 SLARDIG

SLARDIG schakelt zichzelf nu in de overdrachtmode: de opgeslagen informatie wordt door DAF (de dataformatter uit figuur 1) opgehaald ter registratie. Het "ADRES" blok meldt aan DAF (via sync) dat er een nieuwe set informatie klaar staat en schakelt zichzelf in de ontvangstmode (op handshake basis). DAF genereert, in een door DAF bepaald tempo, via de gezamenlijke DATA/ADRES verbinding adressen die via de laadmogelijkheid van de adresteller worden vastgehouden en doorgegeven aan het geheugen "MEM". DAF maakt de DATA/ADRES bus vrij en via het commando "XMIT" wordt de opgevraagde geheugeninhoud doorgegeven via dezelfde DATA/ADRES bus. Overdracht van alle informatie vergt ongeveer 8 msec.

Via een op de uitgang van het geheugen aangesloten Digitaal naar Analoog converter "DAC" is een analoog MONITOR signaal beschikbaar, dat met behulp van een oscillograaf een bewaking van de goede gang van zaken mogelijk maakt; zowel tijdens de digitalisering als tijdens de overdracht van de informatie.

Merk op, dat ten gevolge van de relatief korte digitaliserings periode volstaan kan worden met één geheugen, dat afwisselend in schrijf en lees mode wordt gebruikt.

3.2 TIR : Thermisch Infrarood

In het geval van de Thermisch Infrarood aftaster als opnemer wordt de plaats "DIG" in figuur 1 ingenomen door TIRDIG. De opnemer is een roterende aftaster die lijnsgewijs het terrein onder het vliegtuig (dwars op de vliegrichting) bekijkt. Het afgegeven signaal "video" bevat informatie over de temperatuur. De aftastsnelheid van het terrein is niet konstant,omdat

a) het toerental van de aftaster niet geheel konstant is en
b) omdat het aftasten met een zekere hoeksnelheid geschiedt waardoor in de aftastsnelheid over de grond een cosinus term van de kijkhoek zal optreden.

Het gevolg hiervan is een vertekening - zie figuur 6 - die, naar de invloed op rechte lijnen, S-vertekening wordt genoemd. Door tijdens het digitaliseren rekening te houden met dit effect hetgeen variabele bemonstering

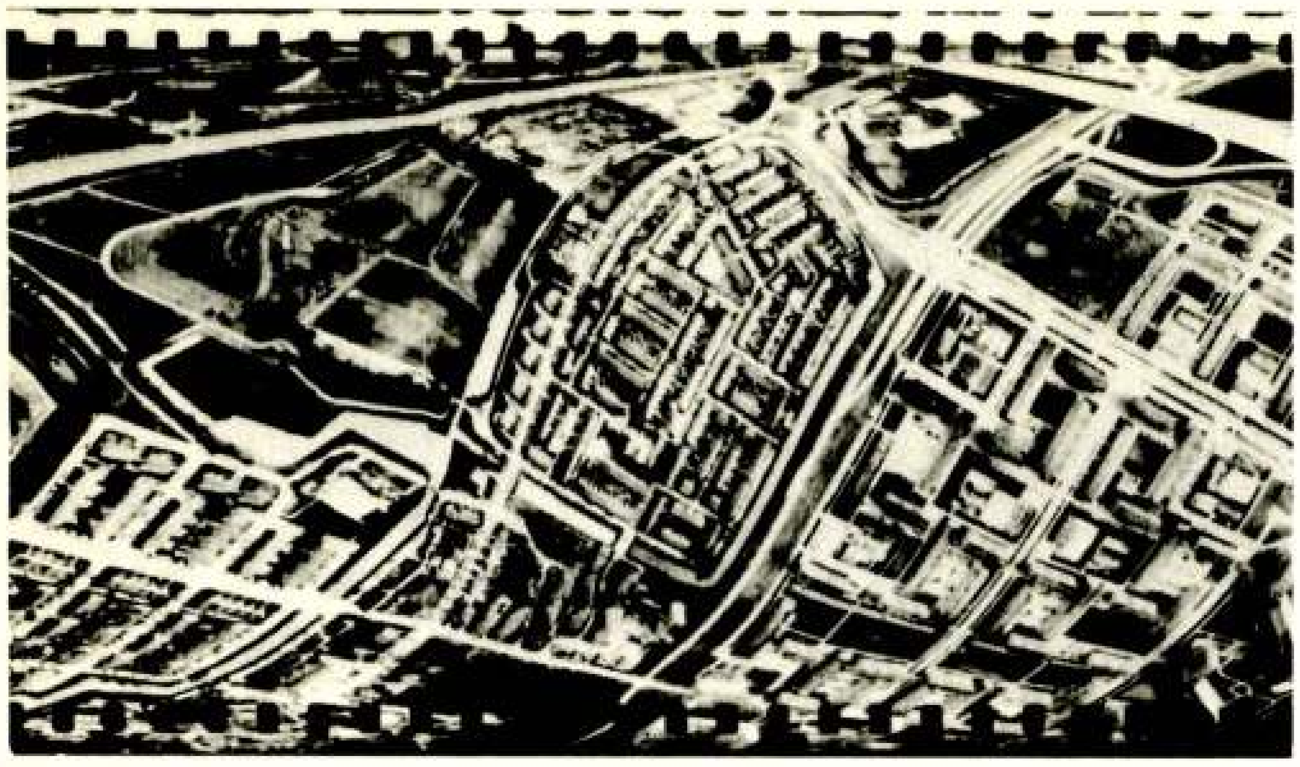


Fig. 6 Amsterdam N: vertekend Infrarood

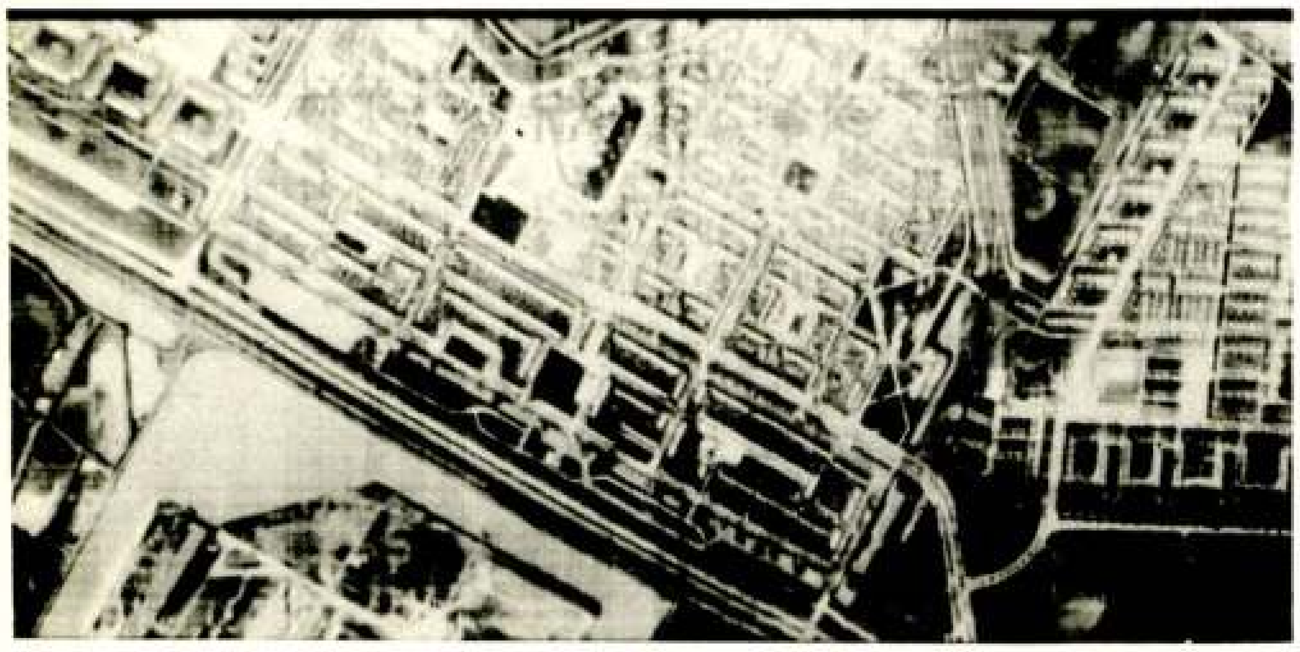


Fig. 7 Amsterdam N: gecorrigeerd Infrarood

inhoudt, kan een geometrisch goede afbeelding verkregen worden, zie figuur 7. In vergelijking met SLAR onderscheidt het Thermisch Infrarood signaal zich ook nog in de tijdsduur: ± 80% van de totale tijd wordt gebruikt voor informatie (tegen 1% bij SLAR). Dit maakt de opzet van TIRDIG complexer dan die van SLARDIG zie figuur 8. Evenals bij SLARDIG wordt een videosignaal en een sync signaal aangeboden. Het sync signaal stuurt een "KLOK" die via een Phase Lock Loop en een, in een Read Only Memory opgenomen tabel, de bemonsteringcommando's voor de ADC levert.

In tegenstelling tot SLARDIG is het geheugen en adresgedeelte dubbel uitgevoerd. Deze worden in wisselmode gebruikt : terwijl het ene deel wordt gevuld met nieuwe informatie op geheel identieke wijze als beschreven bij SLARDIG wordt het andere deel bestuurd door DAF teneinde de informatie op magneetband vast te leggen eveneens zoals beschreven bij SLARDIG. Als beide delen klaar zijn wordt van functie gewisseld, etc. etc.

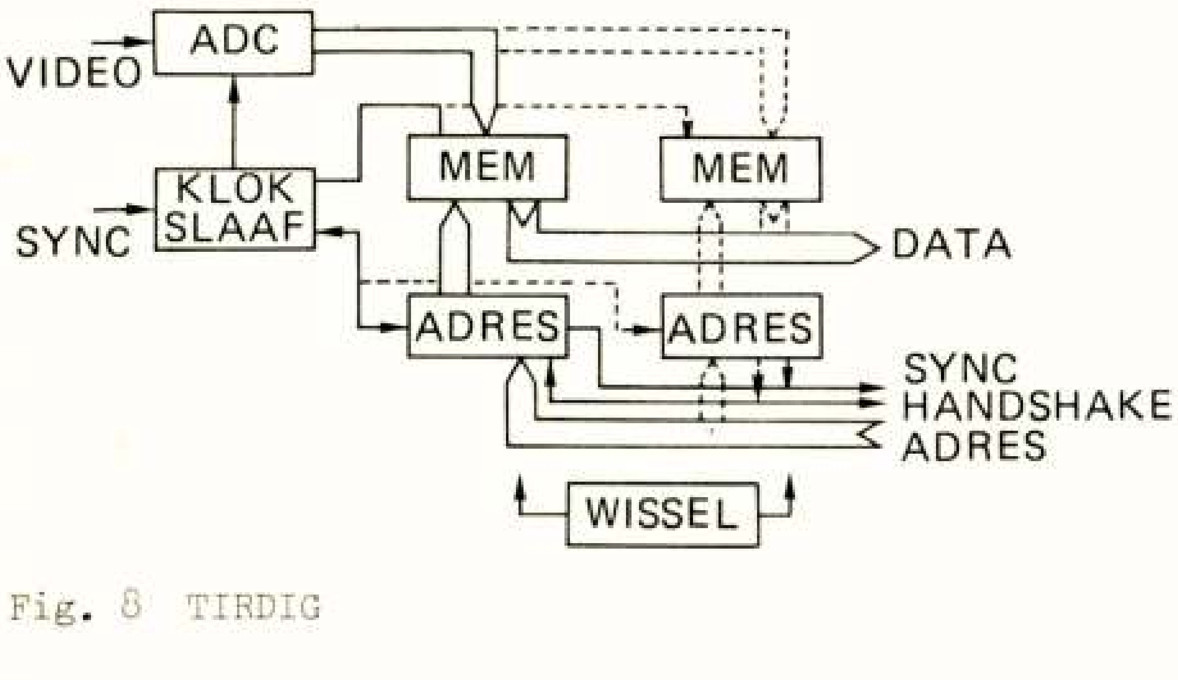


Fig. 8 TIRDIG

3.3 Televisie Camera Opnemer

Een TV camera, vertikaal omlaag kijkend vanuit een vliegtuig, met de beeldlijnen dwars op de vliegrichti is te gebruiken als een remote sensing aftaster. Door van het totale TV beeld slechts een vaste lijn te beschouwen en gebruik te maken van de verplaatsing van vliegtuig is de camera een remote sensing aftaster ge worden in het optische gebied. Met behulp van een fil kan het spectrumbandje (kleur) waarin gemeten wordt i gesteld worden. Met behulp van meerdere filters is he mogelijk verschillende beeldlijnen uit een beeld door een andere spectrumband te laten belichten. Beschouwi van die verschillende beeldlijnen levert een meerkana optische opnemer op met relatief goedkope apparatuur.

BEELDIG = Beeld Digitalisatie is een apparaat dat een beperkt aantal beeldlijnen uit ieder TV beeld kan selecteren, digitaliseren (1024 punten per lijn) en door geven aan DAF ter registratie. De opzet van BEELDIG i volgens figuur 9. De TIMING levert horizontale en vertikale synchronisatie signalen voor de camera in de vorm van een "composiet sync". In een tabel (PROM) zi de te beschouwen lijnen vastgelegd.

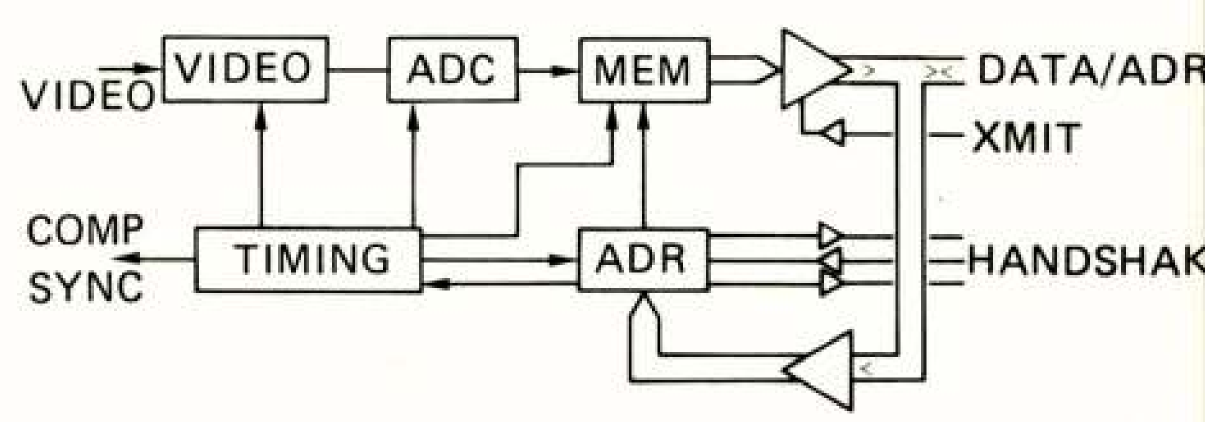


Fig. 9 BEELDIG

De TIMING levert een stuursignaal voor de instelling het gelijkspanningsniveau van het videosignaal en lev de stuursignalen voor de analoog naar digitaal omzett "ADC" en de behandeling van het geheugen "MEM" met bi behorende adressering "ADR". Nadat een beeldlijn is g digitaliseerd wordt de inhoud van het geheugen op de kende wijze (SLARDIG, TIRDIG) overgedragen aan DAF (f guur 1) ter registratie op magneetband. Na afloop hie van kan een nieuwe beeldlijn worden behandeld. Per TV beeld (2 rasters) kunnen 20 beeldlijnen verwerkt word

4 DAF : DATA FORMATTER

De Data Formatter DAF is reeds veel vermeld. De funct van DAF is het registratie rijp maken van de in ...DI klaar staande Remote Sensing gegevens. Dit houdt in, deze gegevens in een framestructuur worden ondergebra tesamen met een klein aantal administratieve gegevens Het resultaat is een bitseriele datastroom.

edere opnemer levert gegevens die weliswaar allemaal in ezelfde basisstructuur kunnen worden ondergebracht, aar die verschillende instellingen vergen. Met behulp an een plug met instelbare doorverbindingen kan een in-telling gekozen worden voor:

- aantal meetgegevens per masterframe
- aantal frames per masterframe
- verdeling meetgegevens over de frames
- aantal administratiegegevens per frame
- aantal bits per gegeven
- geen, even, oneven, "nul" of "één" pariteitsbit
- klokfrequentie

e werking is als volgt (zie figuur 10): de digitalise-ings apparatuur b.v. SLARDIG geeft d.m.v. START te ennen, dat er een reeks meetgegevens in het geheugen laar staat. "CONTROL", de regelaar binnen DAF, geeft SYNC PATR" opdracht het synchronisatie patroon via de nterne bus naar "UITVOER" te brengen. "UITVOER" draagt org voor de parallel naar serie omzetting, de woord-engte en de toevoeging van een pariteitsbit. Tijdens eze actie is ook "DATA ADR" bevolen het adres van het erste datawoord op de gemeenschappelijke DATA/ADR ver-inding te plaatsen. D.m.v. de handshake signalen wordt et adres overgenomen en wordt de verbinding omgescha-eld voor het overbrengen van het eerste datawoord, dat ia de ontvangers op de interne bus naar "UITVOER" ordt geplaatst; "UITVOER" verwerkt het datawoord.

it herhaalt zich totdat een ingesteld aantal data-oorden is overgebracht, waarna CONTROL via "ADM ADR" en aantal (instelling) interne en externe administra-ieve gegevens uit "ADM GEG" via de interne bus naar "UIT-OER" overbrengt. Als het ingestelde aantal woorden is itgevoerd, is daarmede een frame afgehandeld; de ge-ele cyclus (met andere data adressen) herhaalt zich tot-at het ingestelde aantal frames per masterframe is be-andeld. DAF gaat dan over in de wachtmode hetgeen bete-ent, dat de uitvoer alleen "nul" bits levert, totdat en nieuwe start verschijnt.

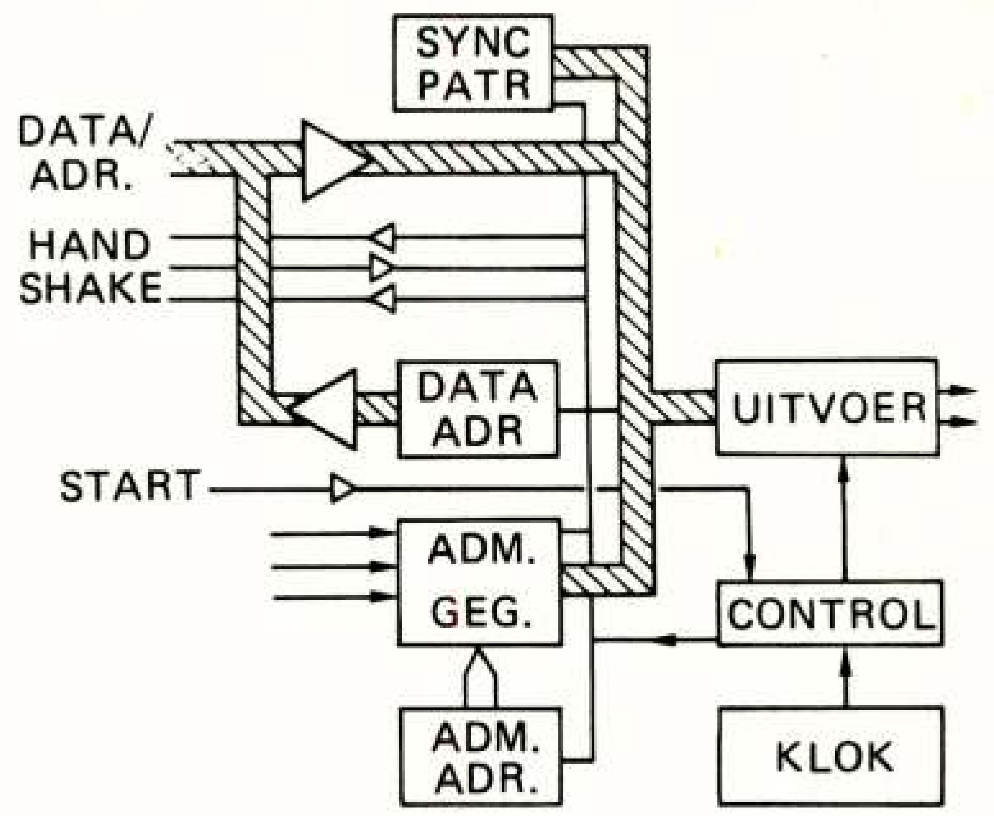


Fig. 10 Data Formatter DAF

5 TENSLOTTE

De hiervoor beschreven reeks apparatuur is nog niet uit-geput : momenteel is in een gezamenlijke inspanning van NLR en Technisch Physische Dienst TNO-TH een ontwikkeling gaande van een Multispectrale Scanner in het optische gebied (9 kanalen) gebaseerd op lineaire optische CCD-opnemers met bijbehorende digitaliserings apparatuur.

De TV camera apparatuur nadert zijn voltooiing en is binnenkort beschikbaar voor experimenten.

De Thermisch Infrarood apparatuur zit momenteel in het slop; de opnemer vertoont ernstige ouderdomsverschijn-selen. Er is kans op een verbetering van deze situatie in 1983.

De SLAR was de eersteling in de digitale registratie-keten. Sedert 1980 wordt in het kader van het μgolven onderzoek t.b.v. remote sensing regelmatig met deze apparatuur gevlogen.

Voordracht gehouden op 12 november 1981 in het Natio-naal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium te Markenesse, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 301), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

KOPPELMOTER VOOR WRIJVINGSARME ENKELASSIGE DRAAITAFEL

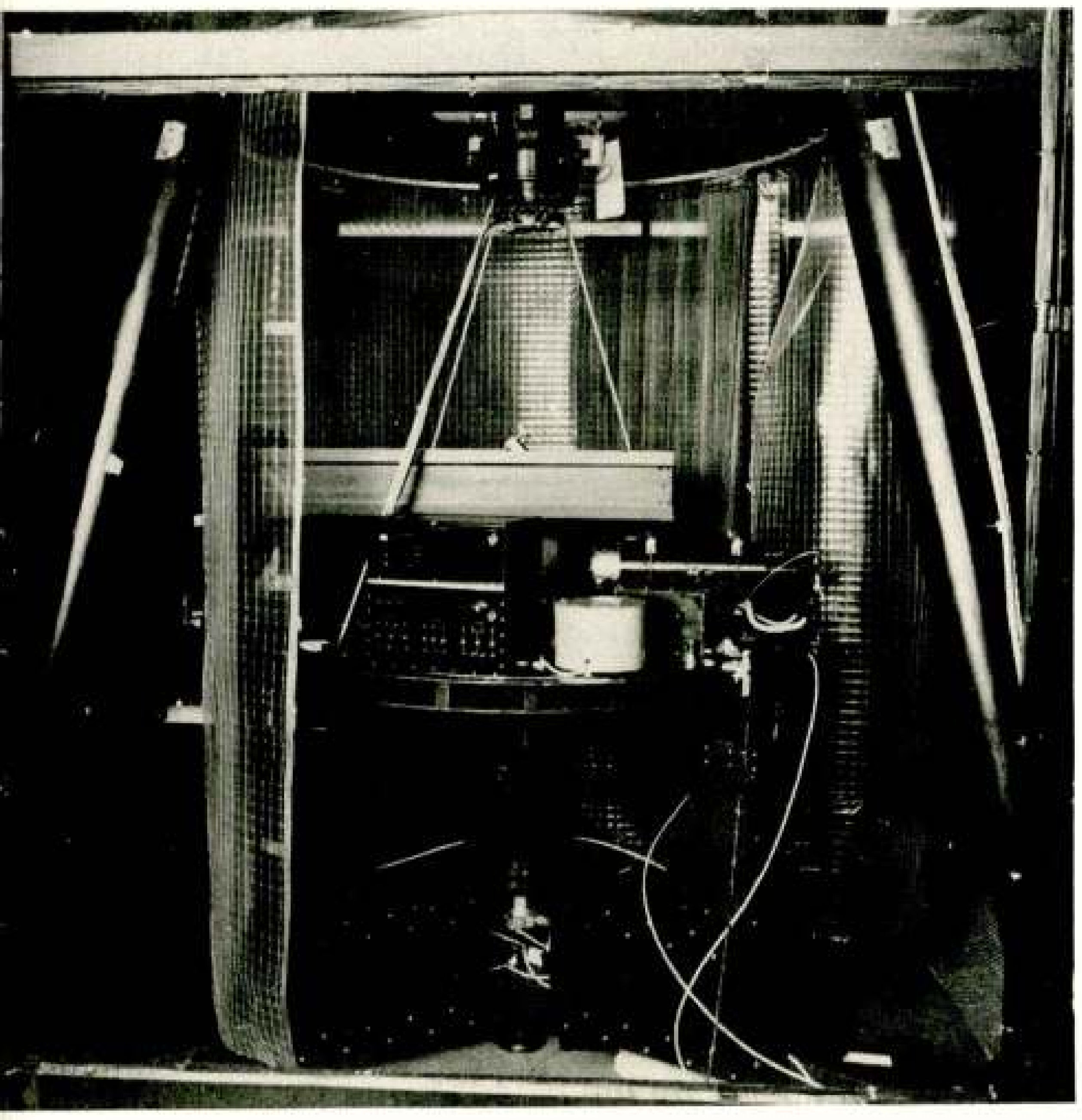
Ir. L.J.M. Joosten
Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium NLR

A TORQUE MOTOR FOR A LOW-FRICTION SINGLE-AXIS TURNTABLE. The NLR single-axis turntable has been provided with a torquer, using a modified electrical motor. The turntable, virtually frictionless, is used for testing of satellite attitude control systems. The torque motor will simulate pulse jets for attitude control, low torques acting on the satellite and will compensate disturbance torques acting on the table. The torques are applied by forcing a current in the ironless rotor "fixed" to the world, while the permanent magnet stator transfers the torques to the turntable, to which the stator is attached. The rotor is mounted on a servo-controlled subtable so that the angular position of the stator and rotor is maintained, in order to keep the torque transfer independently of the turntable position.

The torquer can accept pulses as short as 3 ms and has a gain accuracy of better than 0,5 % within its range of $\pm 50.10^{-3}$ Nm.
The torquer is used to compensate the position-dependable disturbance torques on the turntable, so that the friction of the table is virtually lowered towards 3.10^{-6} Nm (rms).

NLEIDING: DE ENKELASSIGE DRAAITAFEL

e enkelassige draaitafel is in gebruik om standregelystemen van satellieten te beproeven. Hiertoe worden e standgevoelige delen, zoals gyro's, versnellingseters, ster- en horizonsensoren op de tafel gelaatst, zie fig. 1. De koppels die op de satelliet weren, worden op de tafel aangebracht, geschaald naar verhouding van de massatraagheidsmomenten van de tafel en de satelliet. Enerzijds zijn dit de gewilde besturingskoppels, opgewekt bijvoorbeeld door straalmotortjes, anderzijds zijn er ook de ongewilde koppels komende van de wrijvingskrachtjes veroorzaakt door atmosfeerrestanten en zonnewind. Deze wrijvingskrachtjes zijn zeer klein en om de simulatie realistisch te maken moet de eigen wrijving van de tafel laag zijn, zo mogelijk lager dan de in de ruimte optredende stoorkoppels. Daartoe is de tafel opgehangen aan een draad, bevestigd aan een driepoot, zie figuur 2. Het ophangpunt wordt met de tafel meegestuurd,



ig. 1 De enkelassige draaitafel gereed voor de beproeving van het Exosat standregelsysteem.
Te zien zijn van links naar rechts:
voedingen, doos met gyro, satellietelektronika, en sterrensensor met daarboven de optische draaiingsas-kanteling.
De koppelmotor zit midden onder.

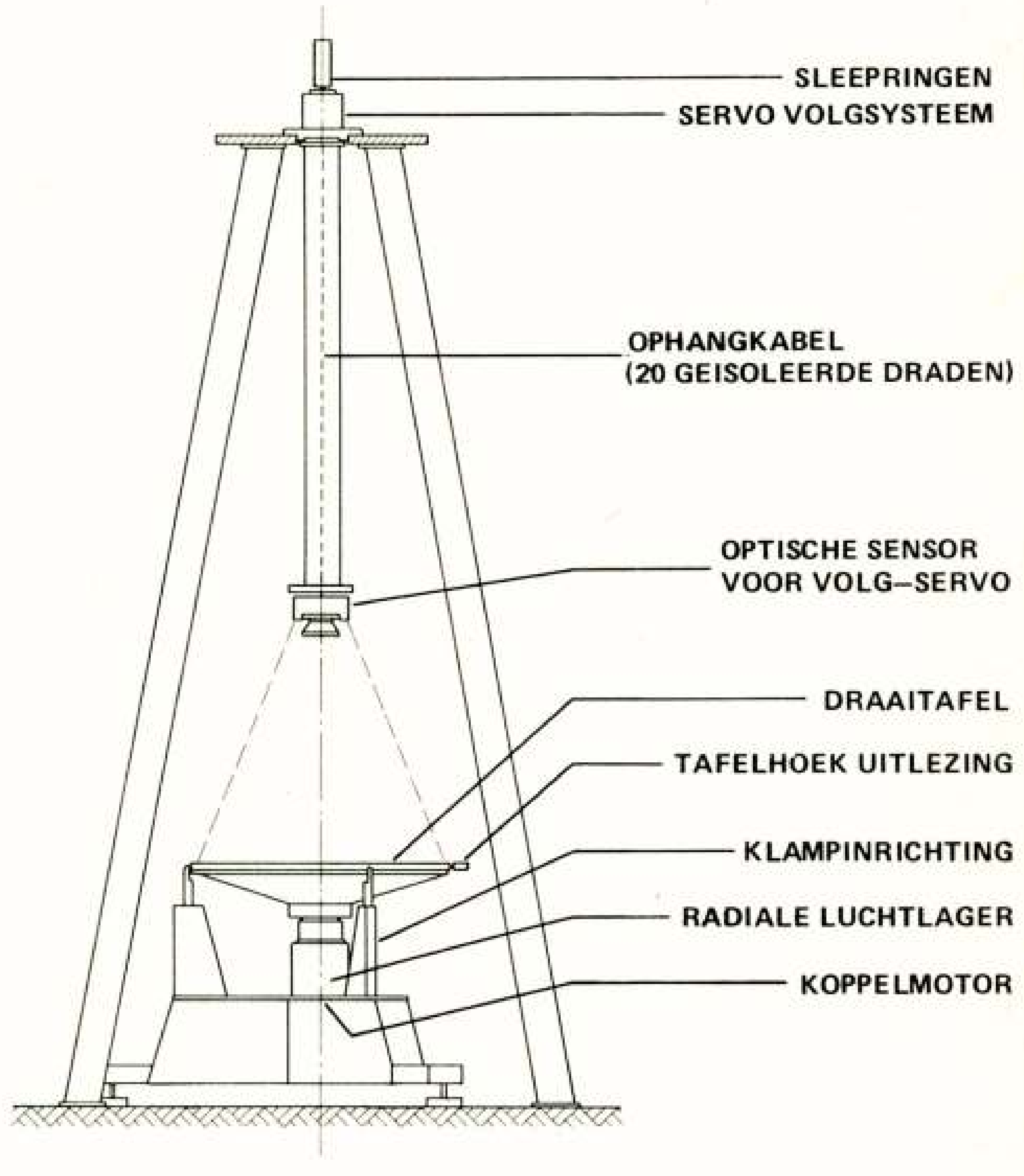


Fig. 2 Enkelassige draaitafel (SAT)

zodat de torsie minimaal is.
Het slingeren van de tafel wordt verhinderd door het radiale luchtlager, een luchtgelagerde as onderaan de tafel in het verlengde van de ophanging. Onder deze as van de tafel is een koppelmotor aangebracht met het doel de koppels op de satelliet te simuleren en de ongewenste koppels die tijdens de proeven op de tafel werken te compenseren.

DE KEUZE VAN DE KOPPELMOTOR

Teneinde het krachtenspel op de satelliet na te bootsen, moeten er regelbare koppels op de tafel gezet kunnen worden, terwijl de koppelgever geen ruis of andere ongewenste koppels veroorzaakt.
Een veel gebruikte methode om koppels op te wekken is door middel van de reactiekrachten van straaltjes samengeperste lucht. De opstelling moet dan in vacuüm staan, omdat anders de luchtturbulentie door stromingswrijving nogal grote ruiskoppels veroorzaakt. De NLR-opstelling staat niet in vacuüm, wat het voordeel heeft dat de toegankelijkheid veel beter is, maar waardoor deze methode niet bruikbaar is.

Gezien de wens om de koppels contactloos over te brengen, gaan de gedachten van zelfsprekend in de richting van een elektromagnetische overbrenging, zoals in een elektromotor.

Bij de keuze van het soort motor zijn de specificaties van belang. De belangrijkste daarvan zijn ontleend aan de eisen voor de beproeving van de Exosat satelliet:

- maximaal koppel tenminste 50.10^{-3} Nm;
- bijdrage aan ruiskoppelniveau minder dan 10.10^{-6} Nm;
- stapresponsie kleiner dan 1 ms om pulsen van 3 ms goed te kunnen verwerken.

De laatste specificatie sluit draaggolf-inductiemotoren uit. De speciale "torquers" vallen ook af omdat die een laag profiel (15 mm) hebben en daarom minder geschikt zijn om bij deze tafel gebruikt te worden. Door belasting van de tafel wordt namelijk de ophangkabel langer,

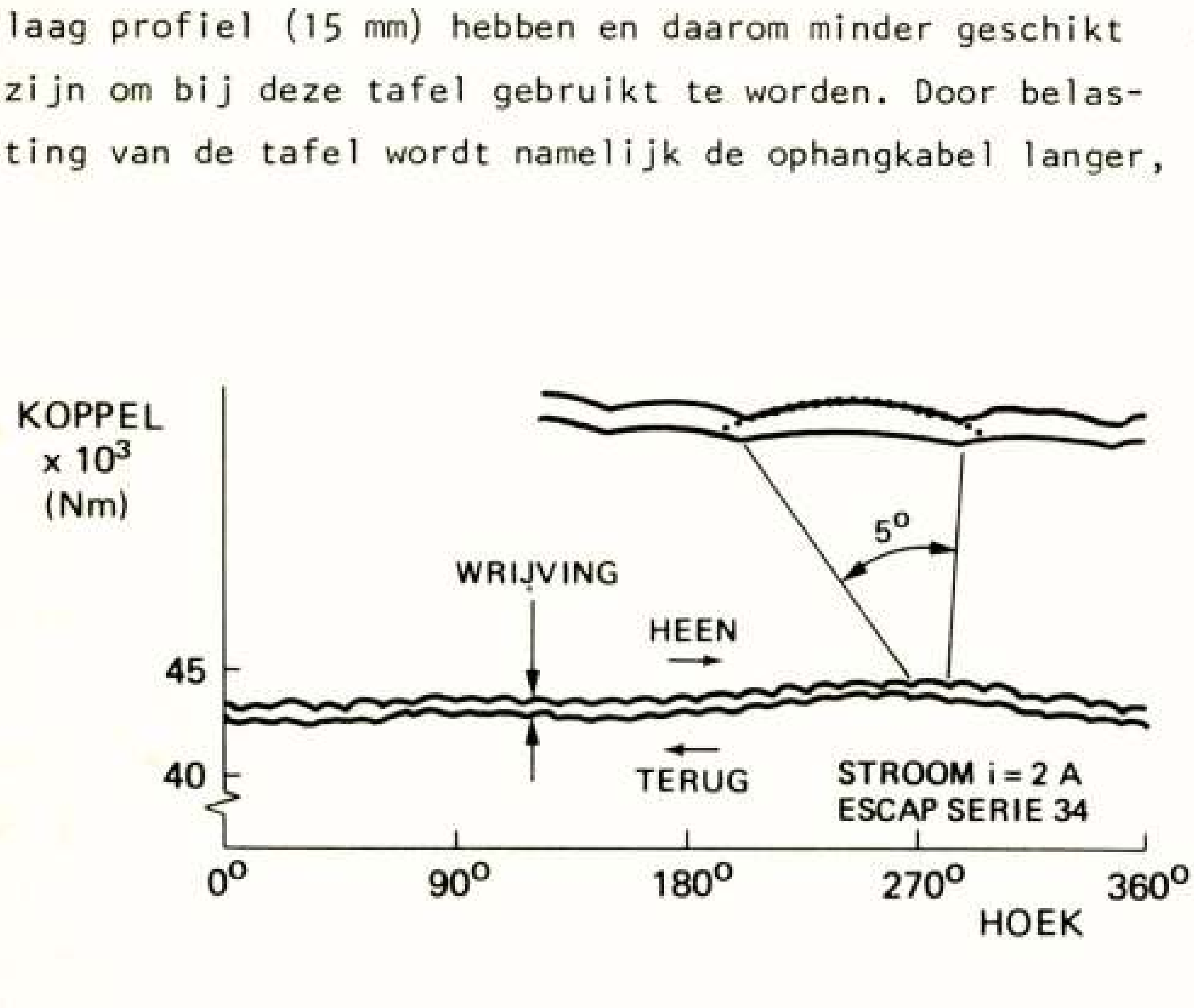


Fig. 3 Koppelvariaties t.g.v. de commutatie en wrijving

waardoor de tafel en de daaraan vastzittende rotor tot 1,5 mm zakt. De omsluiting van de rotor door de stator wordt dan minder wat een drastische vermindering van de koppeloverdracht geeft, terwijl de permanente magneten van de rotor ontlaten kunnen worden.

Gekozen is een kleine DC servomotor. De stator is een permanente staafmagneet en de rotor bestaat uit een "mandje" gewikkeld van koperdraad. Deze ijzerloze rotor heeft geen magnetische voorkeurstanden en brengt op deze manier geen ongewenste koppels over. De motor heeft ook een bevredigende stroom-koppel overdracht van 20.10^{-3} Nm/A, zie figuur 3.

BEVESTIGING VAN DE MOTOR

Voor het bevestigen wordt de motor gemodificeerd. De motorlagers en de commutatieborstels worden verwijderd, want die veroorzaken wrijvingskoppels tot 10^{-3} Nm, zie figuur 3. De stator wordt onderaan de anti-slingeras in het luchtlager van de tafel bevestigd en de rotor aan het statief van de tafel, zie figuren 1 en 4.

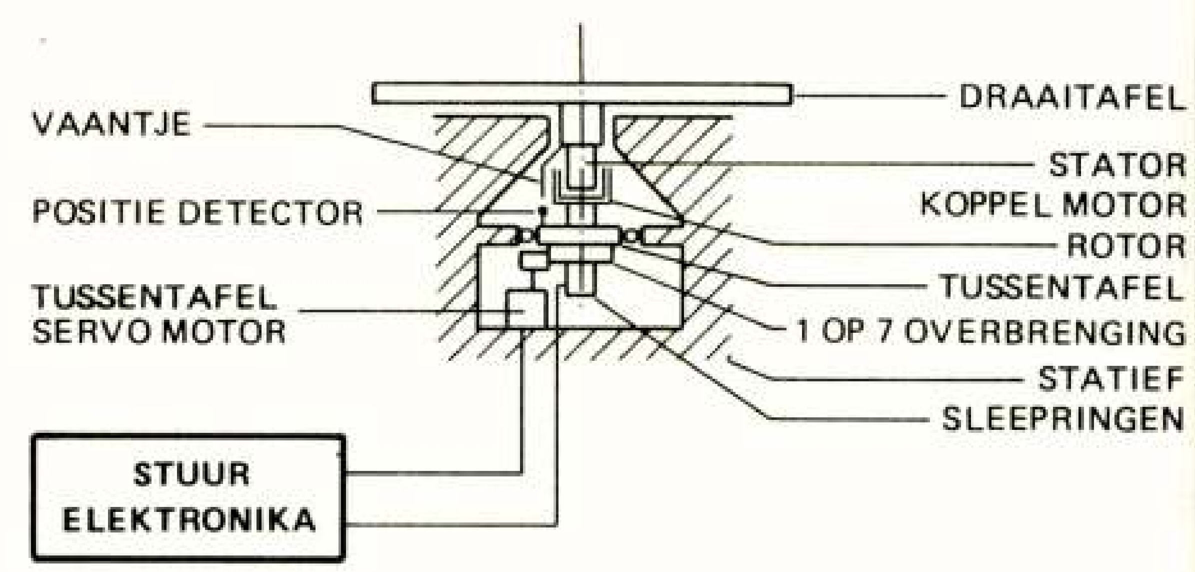


Fig. 4 Draaitafel met koppelmotor en tussentafeltje

Rotor en stator draaien nu in elkaar met gebruikmaking van de lagering van de draaitafel.

Wordt nu een stroom door één van de commutatiewikkelingen van de rotor gevoerd, dan zal op de stator een koppel optreden evenredig met die stroom en met de cosinus van de elektrische hoek tussen die rotorwikkeling en stator. De koppeloverdracht verloopt dus met de standhoek van de tafel. Dit is ongewenst en om dit ongedaan te maken is de rotor op het z.g. tussentafeltje geplaatst. Dit tussentafeltje loopt via een servolus mee met de hoofdtafel. De genoemde elektrische hoek is nu constant en dus is de koppeloverdracht niet meer standafhankelijk.

De werking als koppelgever wordt door deze constructie niet aangetast. Een stroom door de rotor wekt een koppel op, die enerzijds drukt tegen de enkelassige tafel en anderzijds tegen het tussentafeltje. In eerste instantie zal het tussentafeltje zich versnellen totdat de speling verbruikt is, de servolus aanspreekt en de

rvomotor het koppel opvangt. Opmerkelijk is nu dat als enkelassige tafel gaat draaien onder invloed van het ppel opgewekt door de koppelmotor, de arbeid verricht rdt door de servomotor! Stator en rotor van de koppel-tor staan immers stil ten opzichte van elkaar. De rvowerking is in de appendix verder uitgewerkt.

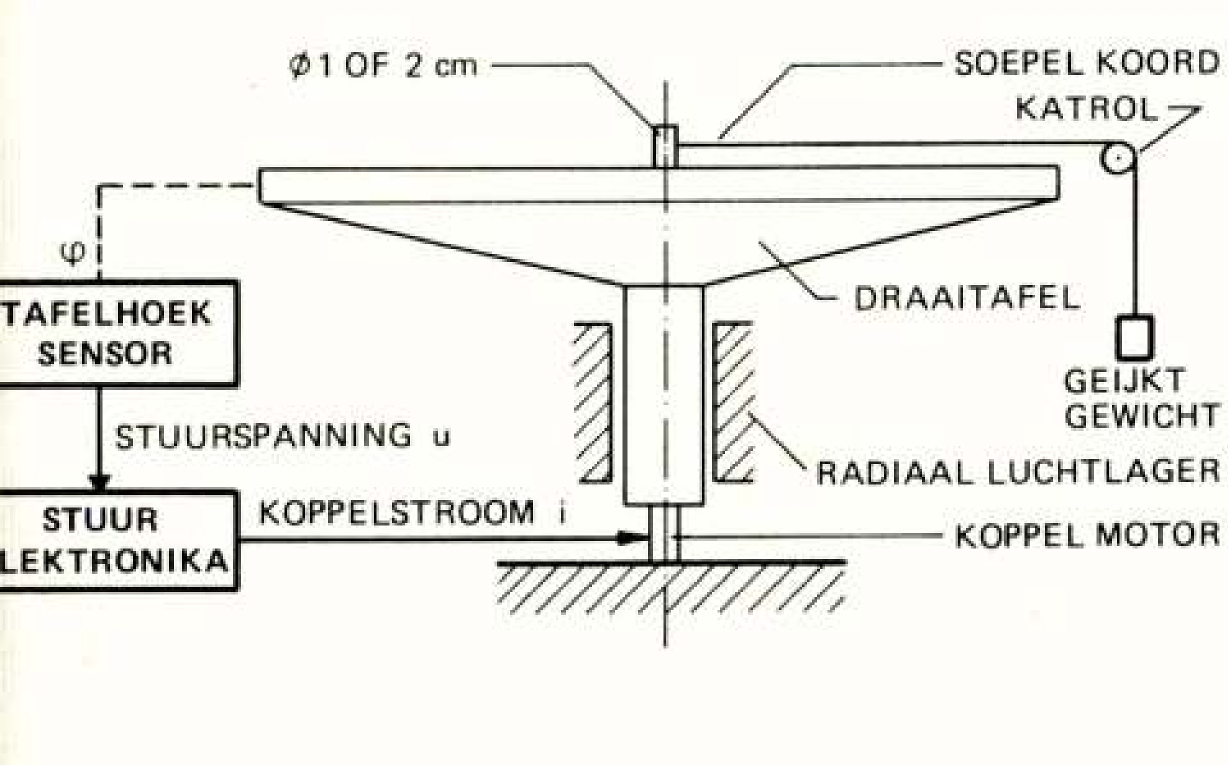
Om draaien over 360° en meer aan te kunnen worden signalen naar het tussentafeltje via sleepringen egevoerd. Dit zijn vier draden voor de LED en foto-ode voor de bepaling van de fouthoek tussen het tus-ntafeltje en de draaitafel en twee draden voor de kop-lopwekkende stroom. De laatste draden zijn vast ge-ldeerd aan één wikkeling van de rotor, welke zodanig uitgelijnd en vastgezet dat de koppeloverdracht maxi-al is.

GENSCHAPPEN VAN DE KOPPELGEVER

motor met zijn elektronische sturing is als één ge-el gekalibreerd. Het ingangssignaal is een spanning ssen -10 V en +10 V, die omgezet wordt in een stroom n maximaal 5 A. De elektronica is conventioneel, met druk op een lage ruisbijdrage en goede impulsresponsie n de stroomsturende uitgang naar de koppelmotor. In t navolgende zal de meting van de overdracht van in-ngsspanningen naar koppel, de pulsresponsie, en het is- en stoorkoppelniveau besproken worden.

koppeloverdracht. De overdracht van stuurspanning ar koppel wordt gemeten door op de tafel een mecha-sch koppel aan te brengen en dit met de koppelmotor kompenseren. De verhouding tussen koppel en stuur-anning is dan de gezochte overdracht. De werkwijze is s volgt.

Midden op de draaitafel wordt een asje met een raal van 2 ± 0,005 cm bevestigd. Daaromheen is een epel koord (vissnoer) geslagen dat over een katrol opt en waaraan een geijkt gewicht hangt, zie figuur 5. positie van de draaitafel wordt waargenomen. Afwijkingen worden, na passende regeltechnische correcties en versterking, als stuurspanning van de koppelgever gebruikt. Als de tafel in rust is, geeft deze stuurspanning een koppel dat overeenkomt met het aangebrachte koppel. Op deze manier is de overdracht gemeten bij koppels van 56.10^{-3} Nm tot $0,2.10^{-3}$ Nm, zie figuur 6. De ondergrens wordt bepaald door de soepelheid van het koordje, en ook door de aanwezige stoorkoppels, die het meetresultaat steeds ernstiger vertroebelen naarmate het aangebrachte koppeltje lager wordt.



g. 5 Meting van koppeloverdracht

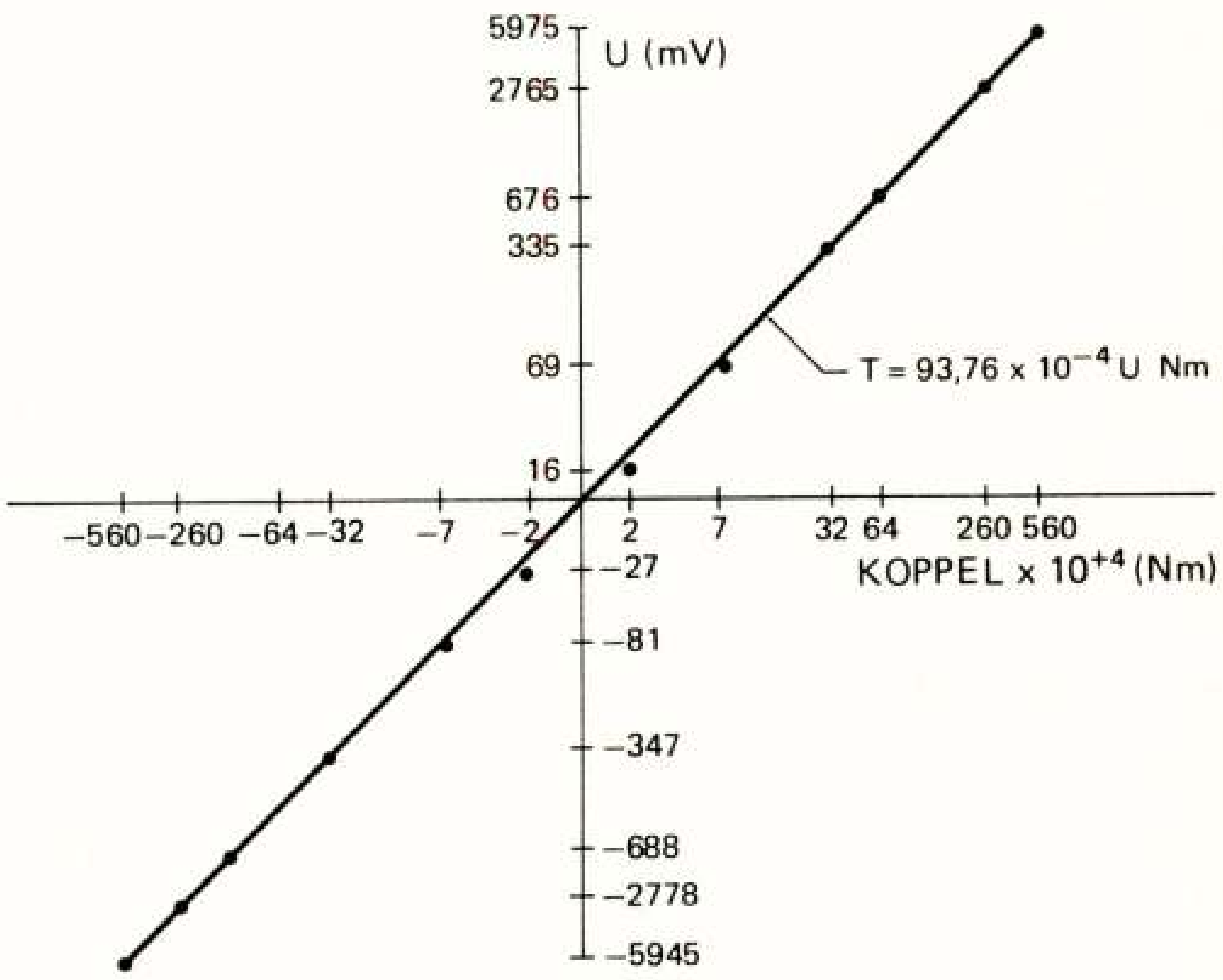


Fig. 6 Voltages U voor koppelevenwicht als funktie van het aangebrachte koppel

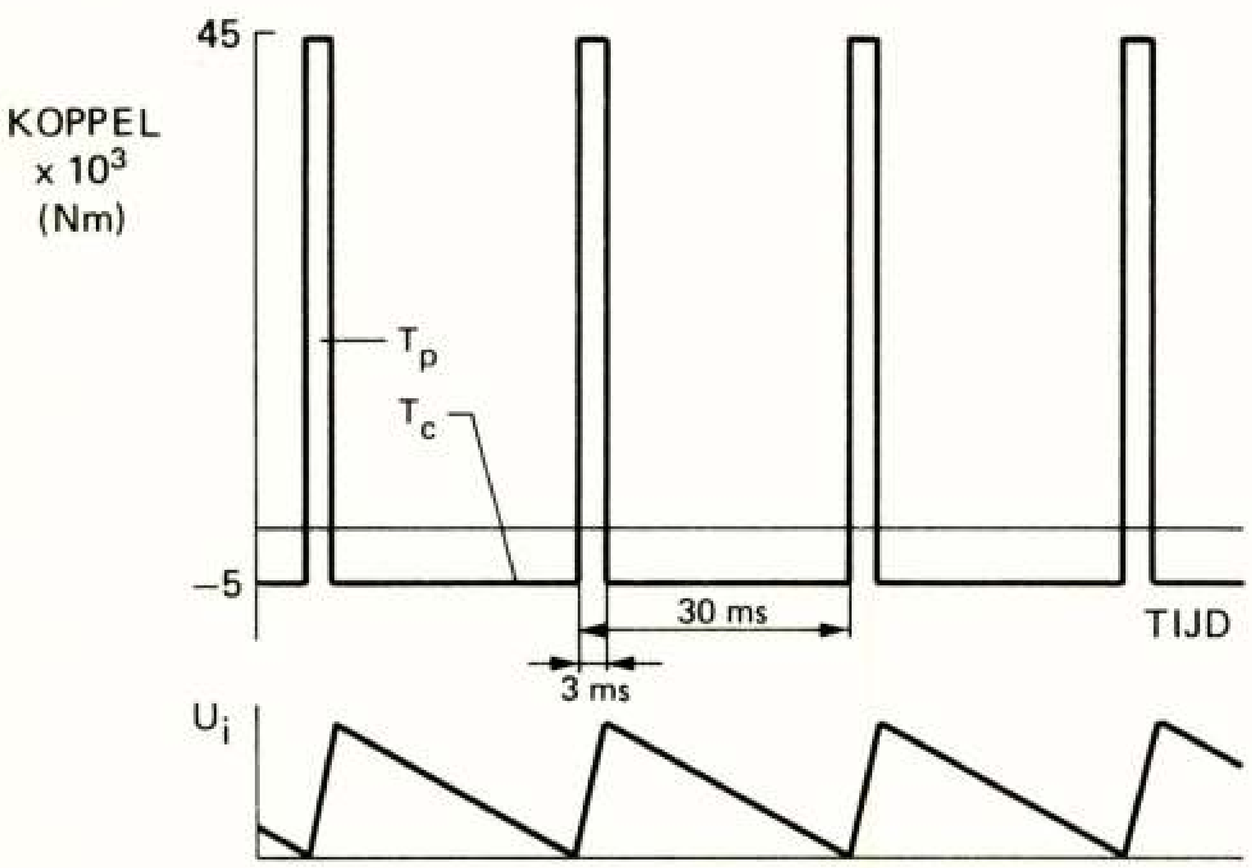
Er zijn twee factoren die de koppeloverdracht beïnvloeden: de belasting van de tafel en de temperatuur van de statormagneet. De temperatuurcoëfficiënt van de magnetisatie van de magneet is -150.10^{-6}/K, zodat een 65 K temperatuursverhoging een versterkingsvermindering geeft van 1 %. Dit kan optreden als er 20 minuten lang het maximum koppel gegeven wordt. Tijdens de beproevingen zal zulks niet voorkomen, omdat de tafeldraaisnelheid dan de toelaatbare 5 omwentelingen per minuut al lang heeft overschreden.

Als de tafel belast wordt met het maximale gewicht van 52 kg, wordt de ophangkabel 1,5 mm langer. De stator van de koppelmotor zakt dan ook 1,5 mm in de rotor, waardoor de koppeling verandert. Het is dus zaak bij het begin van een beproeving, zodra de opstelling gereed is, de juiste koppeloverdracht te bepalen. Enige meetresultaten zijn:

- belast met 40 kg : $T = 93,76\ 10^{-4}.U$ Nm
- belast met 52 kg : $T = 95,67.10^{-4}.U$ Nm.

Dit geldt voor koppels tussen de -60 en $+60.10^{-3}$ Nm. Het bereik van de motor is veel groter, maar in deze opstelling loopt de stroomuitgang vast bij stromen van 3 A, overeenkomend met een stuurspanning U groter dan 6 V.

De pulsresponsie. De koppelgever kan korte pulsen goed verwerken. De effectiviteit van de gepulste koppels wordt gemeten door op de tafel te zetten een constant koppel van $T_c = 5.10^{-3}$ Nm en een tegenwerkende pulstrein. De pulsen hebben een amplitude van $T_p = 50.10^{-3}$ Nm, een aan- uitverhouding van 1 op 10, een stijgtijd van 1 ms, en een pulsbreedte van 3 ms, zie figuur 7.
De tafel moet nu stilstaan, maar de ruiskoppels T_n, hoewel kleiner dan 3.10^{-6} Nm, beperken de waarneembaarheid en introduceren een onnauwkeurigheid van T_c/T_n. De pulsen bleken net iets minder effect te hebben als een constant koppel en wel 4 ± 2 °/oo.



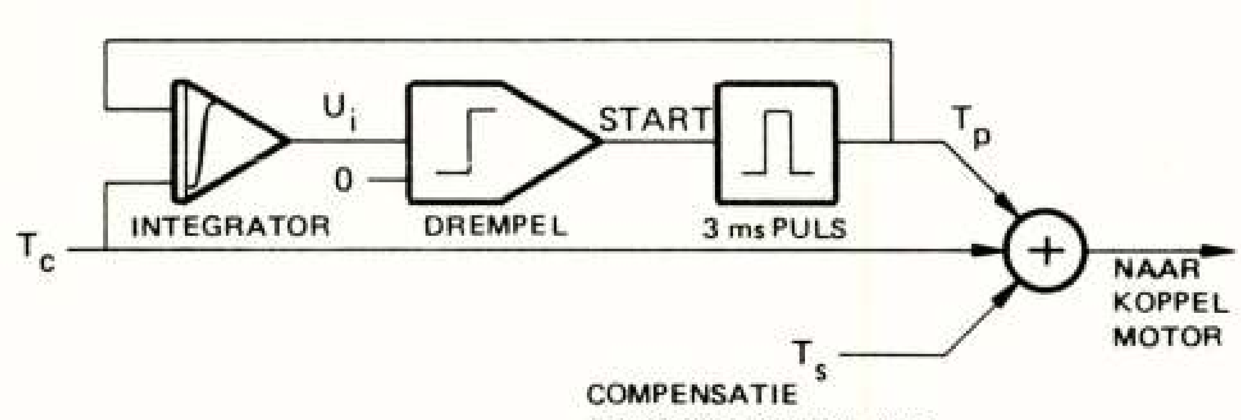


Fig. 7 Opzet om responsie op smalle pulsen te beproeven

Ruis- en stoorkoppels. Van de stuurspanning, die de tafel in teruggekoppelde toestand in rust houdt, is het ruisspectrum bepaald, zie figuur 8. Het blijkt dat onder gunstige omstandigheden het ruiskoppel ongeveer 3.10^{-6} Nm (rms) bedraagt. Deze ruiskoppels zijn niet elektronisch van oorsprong, maar worden vooral bepaald door luchtconvectie. De convectie kan verminderd worden door de temperatuursverschillen in de tafelkamer en van de wanden laag te houden. De invloed kan afgeschermd worden door de tafel te omhullen met een plastic rok.

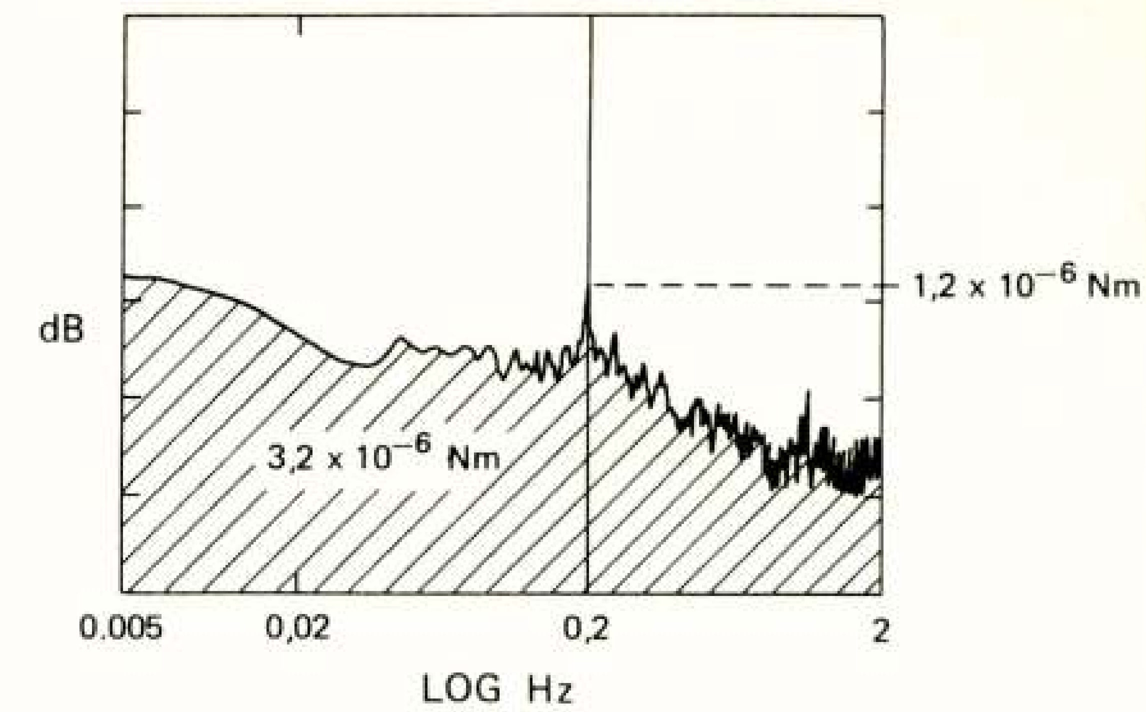
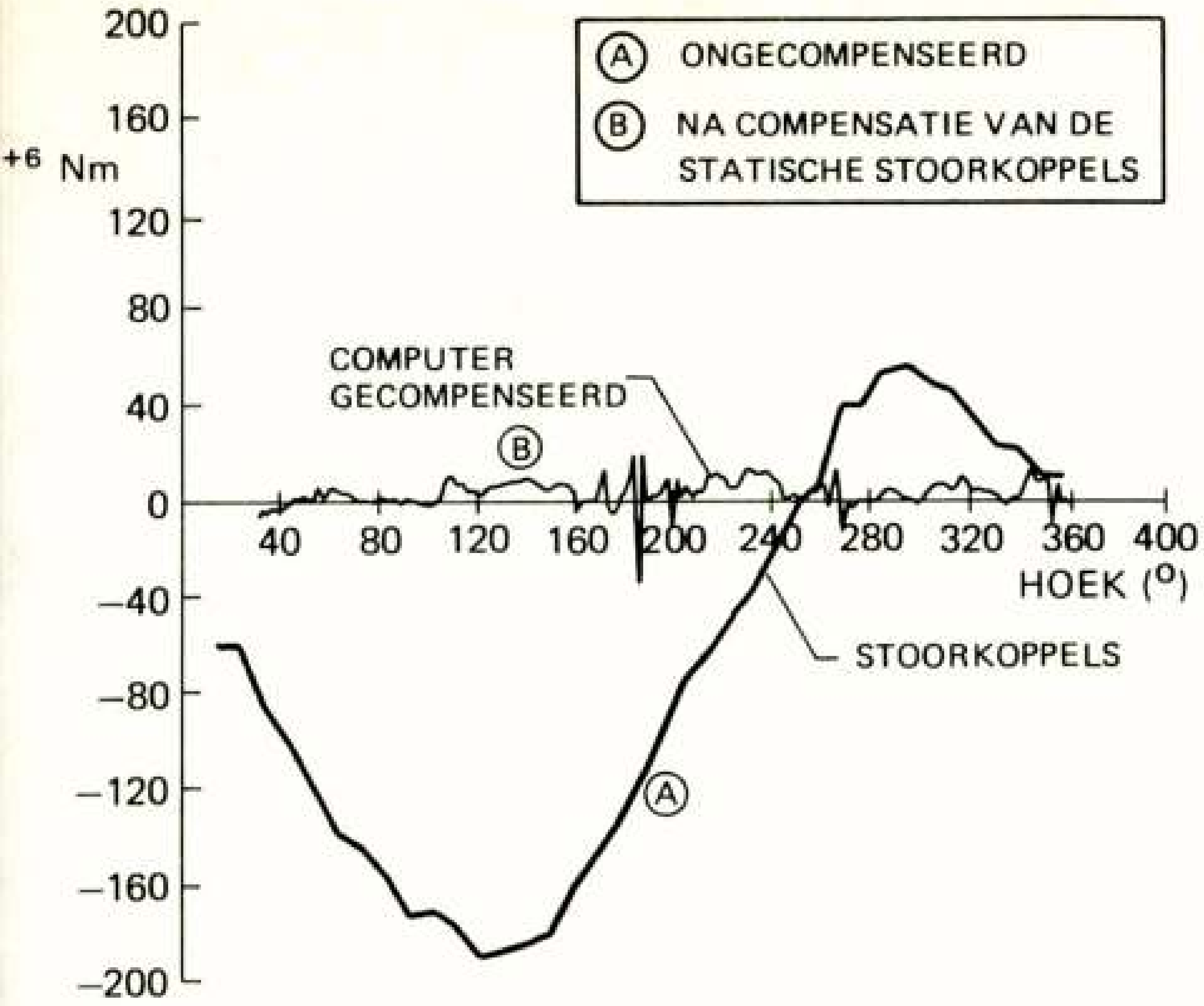


Fig. 8 Ruis- en stoorkoppelspectrum bij een magnetisch stoorveld van 40 μT en 0,195 Hz

De tafel kreeg nog een tweede rok, nu van kopergaas. Er trad geheel onverwacht een storing op die van elektrostatische aard bleek te zijn en waardoor stoorkoppels tot 10^{-4} Nm optraden. Kennelijk wordt de tafel via het luchtlager van de antischommelas statisch opgeladen. Zorgvuldig aarden en het aanbrengen van een rok van kopergaas elimineerden deze storing.
Ook de gevoeligheid voor magnetische velden is gemeten, vooral met het oog op het bepalen van de interactie tussen de statormagneet en het aardmagnetisch veld. Daartoe werd een veld van 0,2 Hz en ter grootte van 40 μT opgewekt. (De horizontale component van het aardmagnetische veld is ongeveer 20 μT.) De invloed van het stoorveld is gering, namelijk ongeveer 10^{-6} Nm, zie figuur 8. Dit is lager dan verwacht en toont aan dat de stator van de koppelmotor een goed gesloten magnetisch circuit heeft.

COMPENSATIE VAN DE ONBALANS

Door de enkelassige tafel uit te breiden met een koppelmotor kunnen zeer precieze koppels tot 50.10^{-3} Nm gegeven worden. Een belangrijke toepassing is het verlagen van het niveau van de statische, slechts van de standhoek afhankelijke stoorkoppels. Daartoe worden deze koppels berekend uit de draaiversnellingen, die gemeten worden aan de langzaam uitdraaiende tafel. Door deze gegevens in de bij de beproeving betrokken computer op te slaan, kunnen deze koppels in tegenfase aangebracht worden zodat de standafhakelijke koppels geneutraliseerd worden, zie figuur 9. Nu blijven slechts de echte ruiskoppels over. Voor beproevingen met kleine hoekverdraaiing kan het stoorkoppel tot minder dan 3.10^{-6} Nm worden gereduceerd, zie ook figuur 8. Dit heeft belangrijk bijgedragen tot het succesvol beproeven van het standregelsysteem van Exosat, een europese satelliet voor de bestudering van röntgenbronnen aan de hemel.



g. 9 Stoorkoppels op de draaitafel als funktie van de standhoek

KENTELIJKHEID

metingen en de daarbij behorende programmatuur zijn rzorgd door de heren J. Jensma en J.J.M. Reumers.

PENDIX

sponsie op stapfunctie. De servokring van de tussen-fel bestaat uit de elektronische besturing, de gelijk-roommotor, de tandwieloverbrenging van 1 op 7, de ssentafel en de verschilhoeksensor, zie figuur 10.
verschilhoek is het standverschil tussen de draai-fel en het tussentafeltje. Om het verschil laag te uden wordt de versterking k_1 opgevoerd, waarbij elek-onisch een pool (s_0 = 40 rad/s) wordt verlegd om de abiliteit te waarborgen.
n stapvormig koppel T_0 op de draaitafel geeft een fout-ek als volgt

$$\varepsilon(s) = T_0 \, \frac{I + J}{IJ} \, \frac{\{s + s_0 J/(I + J)\}\{s + 10 s_0\}}{s(s + s_0)(s^2 + 10 s_0 s + n k_1 k_2 / JR)}$$

$$\varepsilon(t) = T_0 \Big[3{,}1.10^{-4}\, t + 0{,}98 \big\{ 1 - \exp(-40t) \big\} \; + \; - \; 0{,}19 \big\{ 1 + 18{,}4 \, \sin(109t - 0{,}05) \, \exp(-200t) \big\} \Big]$$

laatste term is een gedempte trilling van het tussen-feltje, waarbij de tegen-EMK van de motor voor de mping zorgt. De middelste term slaat op het versnellen n het tussentafeltje, terwijl de eerste term aangeeft t de motor meer sturing nodig heeft naarmate de fels harder draaien. Daar de maximale snelheid van de aaitafel niet hoger mag zijn dan 5 omwentelingen per minuut, zal ε kleiner blijven dan 4.10^{-3} radiaal. Dat wil zeggen dat de uitlijning van stator en rotor van de koppelmotor goed blijft.

$I = 25$ kgm²/rad	$R = 20\,\Omega$
$J = 25 \times 10^{-5}$ kgm²/rad	$G = (s_0 + s)/(10 s_0 + s)$
$k_1 = 450$ V/rad	$s_0 = n^2 \times k_2 \times k_3 / JR = 40$ rad/s
$k_2 = 8 \times 10^{-2}$ Nm/A	$n = 7$
$k_3 = 5 \times 10^{-2}$ Vs/rad	

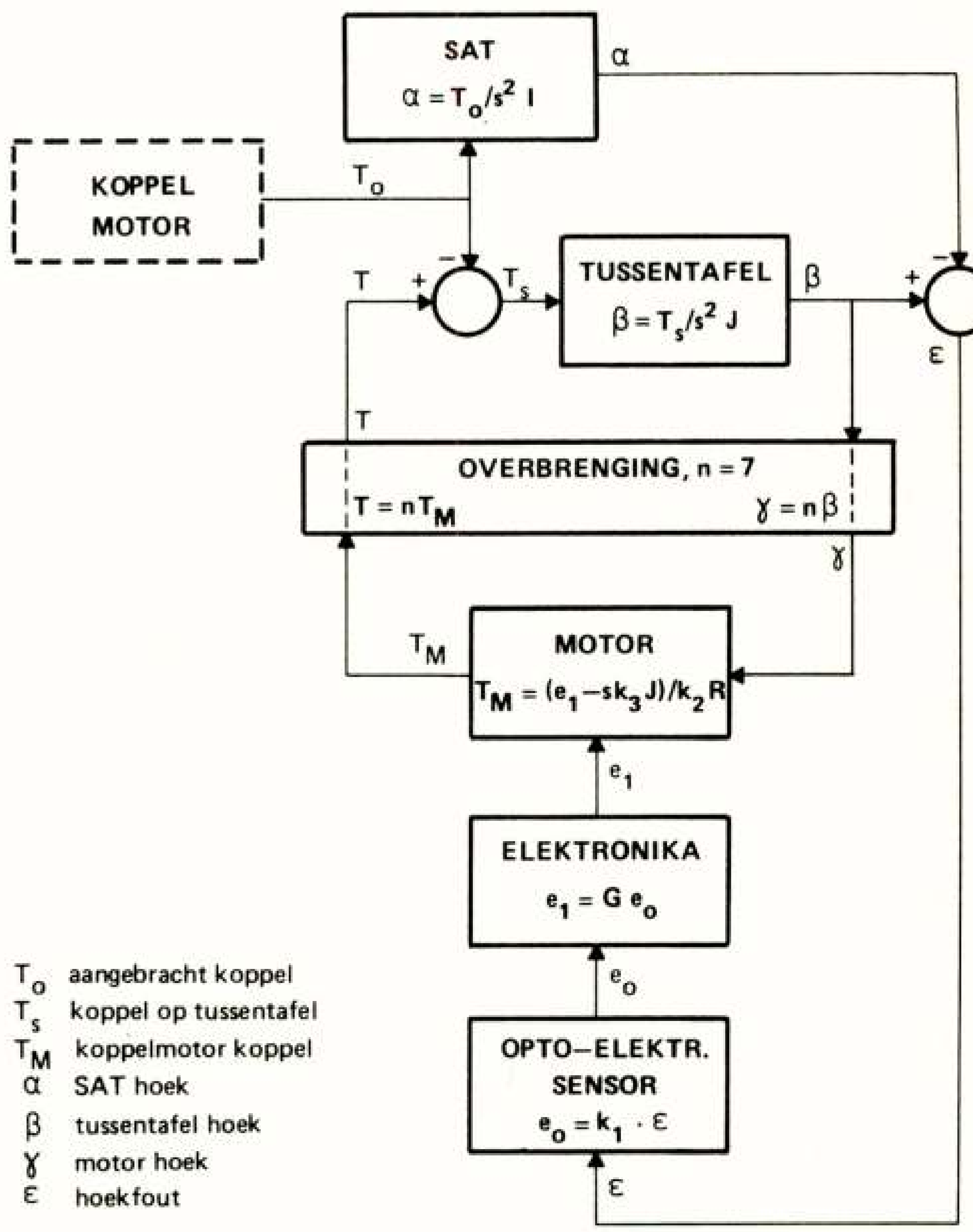


Fig. 10 De servo-lus van het tussentafeltje

Voordracht gehouden op 12 november 1981 in het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium te Markenesse, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 301), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

REFLECTIEMETINGEN AAN ANTENNEMEETRUIMTEN

ir. L.P. Ligthart
Technische Hogeschool Delft
Afd. der Elektrotechniek
Vakgroep Microgolftechniek
Mekelweg 4
2628 CD Delft

FM-CW measuring technique for testing wideband anechoic chambers. The Voltage Standing Wave Ratio and the Antenna Pattern Comparison methods are widely used for the determination of the reflectivity in anechoic chambers. In this paper a reflectivity measuring technique is described based on a transmitted signal with a linear frequency modulation over a large bandwidth. The main advantages of the technique described are the possibility to obtain the spatial distribution of the reflectivities inside the chamber, the quasi-real-time signal processing using existing Fast Fourier Techniques and the visual presentation on a quick-look monitor.

leiding

t huidige antenne- en verstrooiingsonderzoek richt ch met name op het bepalen van de polarisatie-eigen- nappen en de amplitude/fase diagrammen van steeds com- exer wordende antenne-installaties. Voorbeelden zijn vinden in ons onderzoekprogramma aan de TH Delft, weten:

antennesynthese van lage gain antennes. Het onderzoek betreft belichters voor reflectorantennes met voorgeschreven belichtingsfuncties en heeft reeds geleid tot een ontwerptechniek van dielektrische antennes (Ligt- nart; den Hollander, 1981).

hoge gain reflector antenne met lage zijlussen. Een eerste resultaat vinden we in het troposfeerradar ex- periment DARR (Delft Atmospheric Research Radar) met de 4.28 m research telescoop (Ligthart, 1981).

multibeam reflector antenne. Dit onderzoek is gestart in 1981 in samenwerking met het Dr. Neher Laboratorium met als doel te komen tot meerwegfading bestrijding op digitale straalverbindingen.

20/30 GHz belichters in grondstations voor de ontvangst van toekomstige satelliet-bakens.

radar cross section. In verband met de noodzaak van absolute ijking van onze radarsystemen wordt aandacht besteed aan diverse ijkreflectoren.

de door dit antenne-onderzoek als ook door de ontwik- lingen op het gebied van de "compact antenna range" en n de "near field - far field transformatie" is er een ename in de interesse voor antennemetingen in reflec- e-arme antennemeetruimten (anechoic chamber) waar te men. Het belangrijkste voordeel van het meten in an- nnemeetruimten is de geconditioneerde omstandigheid n apparatuur en antennes. Zo kunnen we onafhankelijk n het weer antennemetingen uitvoeren die leiden tot ije ruimte stralingsdiagrammen zonder hinder te onder- nden van verstorende obstakels en van stoorbronnen. Hieraan is te voldoen door alle wanden van de antennemeetruimte te bekleden met absorberend materiaal om een zo gering mogelijke microgolfreflectie aan de wanden te realiseren. De straling van buitenaf is te minimaliseren door de ruimte af te schermen met goed geleidend materiaal zoals koper (vergelijk Kooi van Faraday).

Antennemeetruimten zijn zodoende van groot belang geworden om antenne-onderzoek te verrichten. In de beginperiode heeft men geprobeerd met één "figure of merit" de kwaliteit van een antennemeetruimte aan te geven, nml. het "reflectivity level in the quiet zone", dwz. het maximum gereflecteerde vermogen relatief tov. het direct invallende vermogen in een ruimtelijk gebied (= quiet zone) waarin de te meten ontvangantenne is opgesteld. Daarna is vrijwel algemeen geaccepteerd dat afhankelijk van het onderzoek tevens meer specifieke informatie van de reflecties aan wanden en deuren en van de gebruikte antennes noodzakelijk is. Daarom zijn in de afgelopen 15 jaar twee methoden min of meer gestandaardiseerd om in voorgeschreven gebieden van de antennemeetruimte het reflectieniveau te bepalen. Deze methoden zijn:

- de APC (Antenne Pattern Comparison) methode
- de VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) methode

De nadelen van de genoemde methoden zijn tweeërlei:

a) er wordt geen kennis verondersteld van de oorsprong van de reflecties, dwz. dat we na alle metingen uitgevoerd te hebben via off-line processing meer te weten kunnen komen over die richtingen waaruit de grootste reflecties vandaan komen;

b) de metingen zijn zeer tijdrovend omdat per reflectiemeting op één plaats òf gebruik gemaakt wordt van de plaatsafhankelijkheid van het interferentiepatroon van de directe golf en de gereflecteerde golven (VSWR-methode) òf gebruik gemaakt wordt van het secuur opnemen van stralingsdiagrammen (APC-methode).

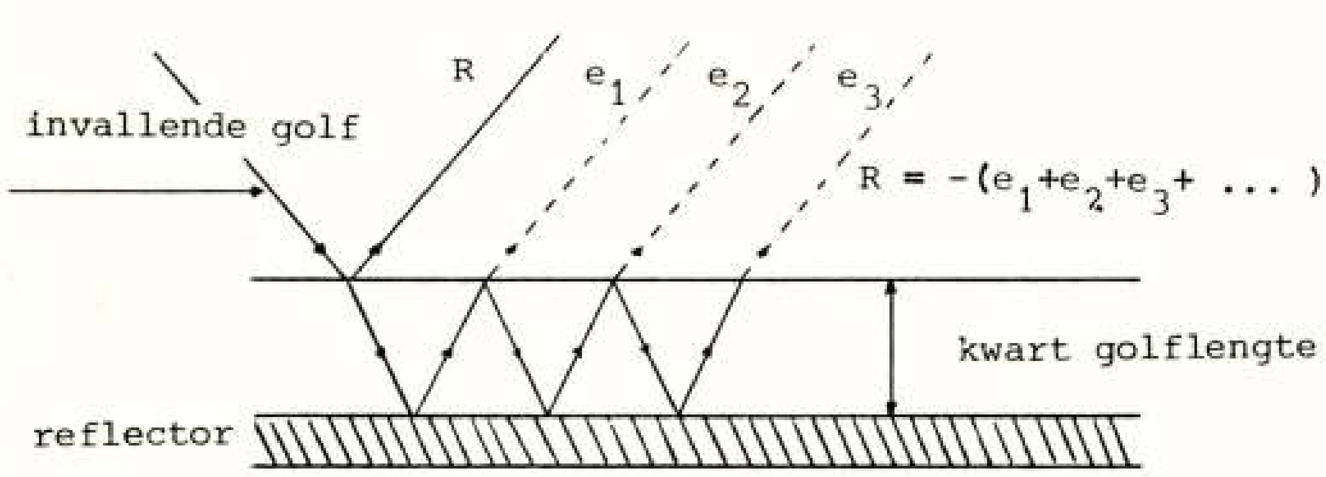
Daarom is er in Delft een derde meetmethode ontwikkeld

volgens het lineaire FM-CW principe, die bovengenoemde nadelen niet bezit (Ligthart, 1981). Onze methode verschilt sterk van de APC en VSWR methode omdat de metingen niet bij één frequentie worden verricht maar we gaan uit van een lineair frequentie gemoduleerd zendsignaal met grote zwaaibandbreedte. Met behulp van de real-time signaalbewerkings- en visualiseringstechnieken ontwikkeld voor de troposfeerradar door de Vakgroep Transmissie van Informatie (projectleider ir. L.R. Nieuwkerk) zijn we in staat quasi-real-time processing uit te voeren en krijgen we snel een indruk over de grootte van de reflecties en over de richtingen waaruit de reflecties afkomstig zijn (Ligthart, Nieuwkerk, 1980).

Alvorens de drie meetmethoden verder uit te werken wordt in Hoofdstuk 1 een overzicht gegeven van typen absorbers in gebruik in antennemeetruimten. In Hoofdstuk 2 worden de VSWR en APC methoden behandeld. In Hoofdstuk 3 komt de FM-CW meettechniek aan de orde en in Hoofdstuk 4 worden de resultaten van FM-CW reflectiemetingen aan de in 1980 gerealiseerde antennemeetruimte DUCAT (Delft University Chamber for Antenna Tests) met binnenafmetingen 3 m x 3 m x 6 m besproken.

1. *Absorbers*

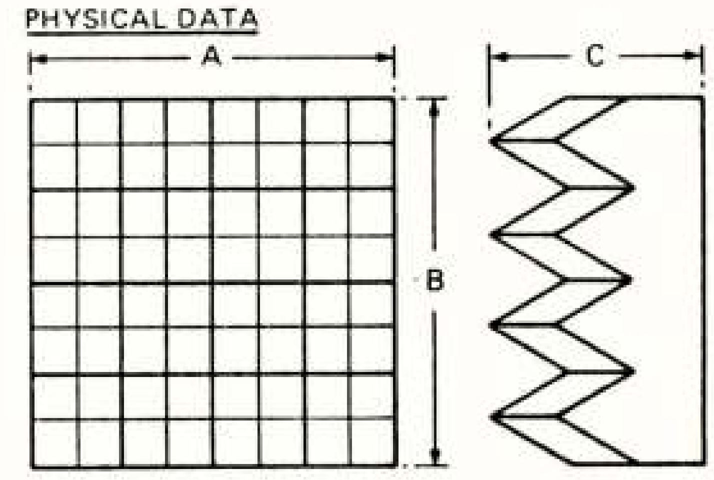
De absorbers die in antennemeetkamers worden gebruikt hebben de taak om met aanpassing aan de vrije ruimte impedantie van 120π de elektromagnetische energie van een invallende golf, afkomstig uit een willekeurige richting, om te zetten in warmte. Voor smalbandige toepassingen kan deze aanpassing worden gerealiseerd door een metalen reflector te bekleden met een dunne absorberlaag met een dikte van een kwart golflengte in de laag. De materiaaleigenschappen (permittiviteit en permeabiliteit) worden zodanig gekozen dat de direct gereflecteerde golf wordt onderdrukt met de via de reflector uittredende golven (zie Figuur 1). Het voordeel van deze absorbers is dat



Figuur 1: Smalbandige kwart-golflengte absorber (Microwave Materials, technical information)

zij weinig ruimte innemen en de nadelen zijn de geringe bandbreedte, de sterke hoekafhankelijkheid van de reflectie en de minimale vermogensreflectie komt niet onder de 1%. Vanwege de nadelen zijn deze absorbers niet zo geschikt om toegepast te worden in antennemeetruimten die momenteel ontwikkeld worden. Dit geldt ook indien we in plaats van één absorberende laag meerdere lagen nemen met veranderende dielektrische eigenschappen. De rest van dit hoofdstuk is daarom gewijd aan breedbandige absorbers die qua afmetingen veel groter zijn en die qua reflectiecoëfficiënt veel lager uitkomen. Deze breedba dige absorbers maken gebruik van foam materialen met l dichtheid, homogeen geïmpregneerd met grafiet en neopre Om voor verschillende polarisaties een geleidelijke ov gang van vrije ruimte naar de absorbers te maken is ge kozen voor getaperde pyramidale foam kegels boven een mogene foam laag. Een voorbeeld zien we in Figuur 2 wa

PHYSICAL DATA



	mm	inch
A	609 6	24
B	609.6	24
C	457.2	18

Base Material — Polyurethane Foam
Weight per sq. metre — 11.3 kg approx
Weight per sq. ft. — 2.3 lb approx

TYPICAL PROPERTIES
Bandwidth at 1% reflection — 0.400 – 75 GHz

REFLECTIVITY AT NORMAL INCIDENCE

L Band	– 35 dB	(zie ook Figuur 4)
S Band	– 45 dB	
C Band	– 50 dB	
X Band	– 50 dB	

(Reference Level = 0 dB ≡ reflection from metal sheet)

At 5.0 GHz for angles of incidence up to 60° reflectivity better than – 40 dB.

Power Handling Capacity — 0.005 watts/mm² 3 watts per sq. inch

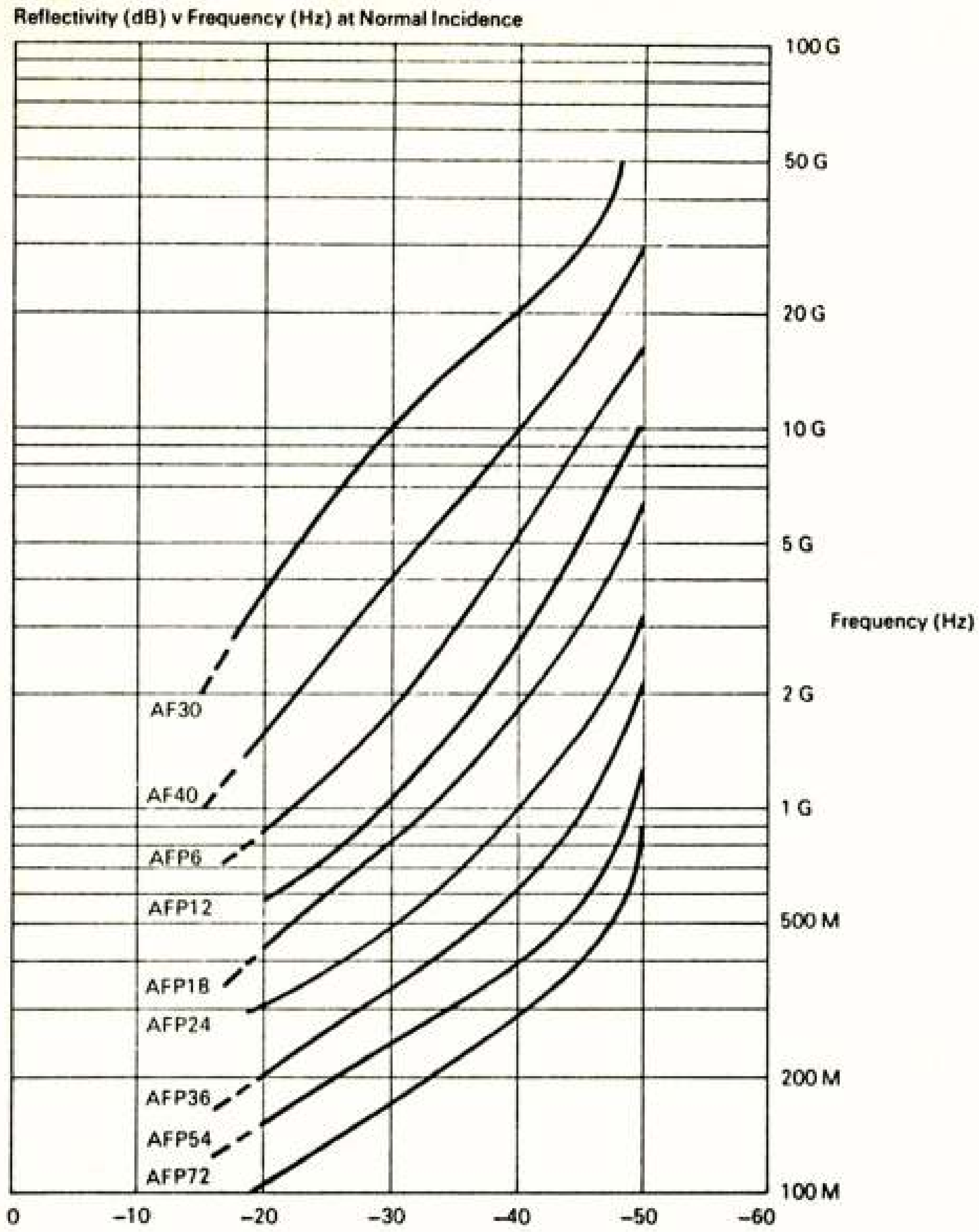
Temperature Range (Material) — – 20°C to + 90°C

Figuur 2: Breedbandige absorbers AFP 18 (Microwave Materials, technical information)

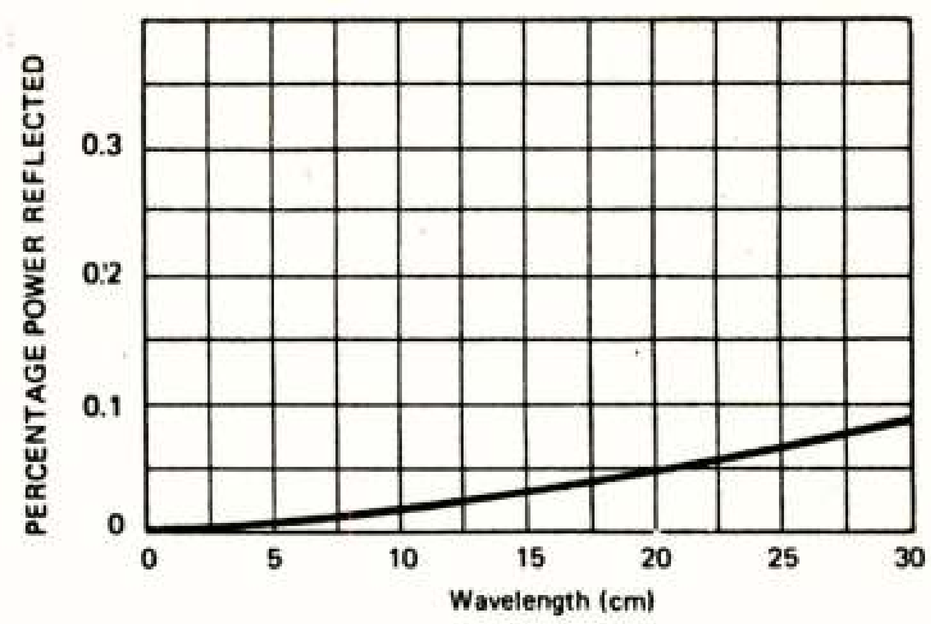
één absorbermat AFP 18 van Plessey Materials is getek (Microwave Materials, technical information). Om de re flectie-eigenschappen van de absorbers te bepalen geve de fabrikanten de "absorber reflectivity r" op. r is g definieerd als de verhouding van het gereflecteerde ve mogen van een metalen plaat bedekt met één absorbermat en het maximale gereflecteerde vermogen van de metalen plaat indien de absorbermat niet is aangebracht (de zg bistatic free space arch method). In Figuur 3 is de re flectivity r bij loodrechte inval gegeven voor de pyra dale absorbers van Plessey Materials als functie van d frequentie en zoals opgegeven door de fabrikant. De ho en polarisatie-afhankelijkheid van r is niet zeer groo zoals ook te zien is in Figuur 4b.

Andere meettechnieken om de absorberreflectivity r te meten zijn:

- De monostatische meettechniek. Deze geeft alleen inf matie over reflecties in dezelfde richting als die v de invallende golf;
- De VSWR methode 1. In een rechthoekige golfpijp of een hoornstraler met dwarsafmetingen van een paar golflen ten wordt nauwkeurig een absorber geplaatst zonder d een gedeelte van het elektromagnetische veld langs de

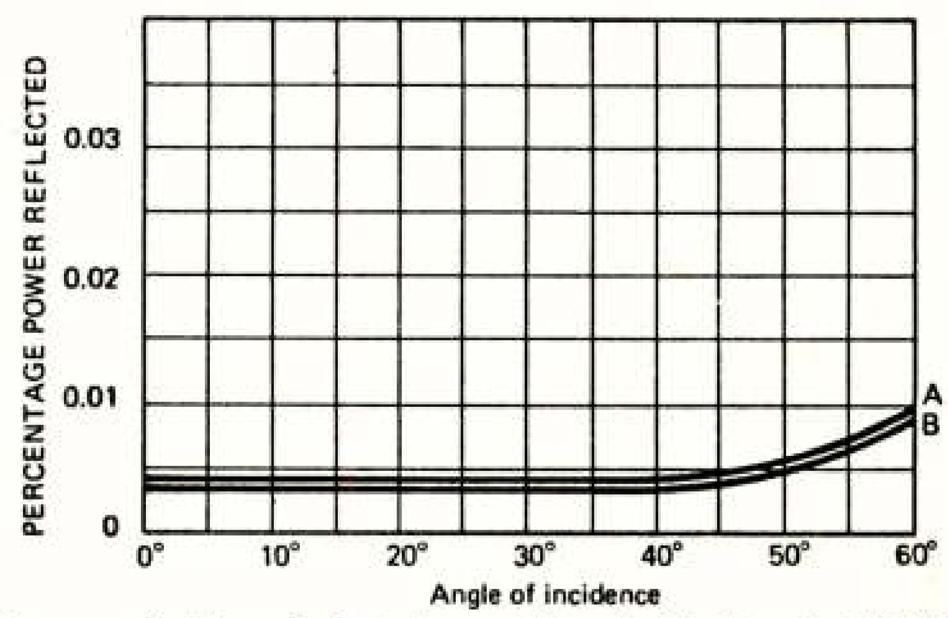


-guur 3: Reflectivity als functie van de frequentie voor verschillende absorber afmetingen (Microwave Materials, technical information)



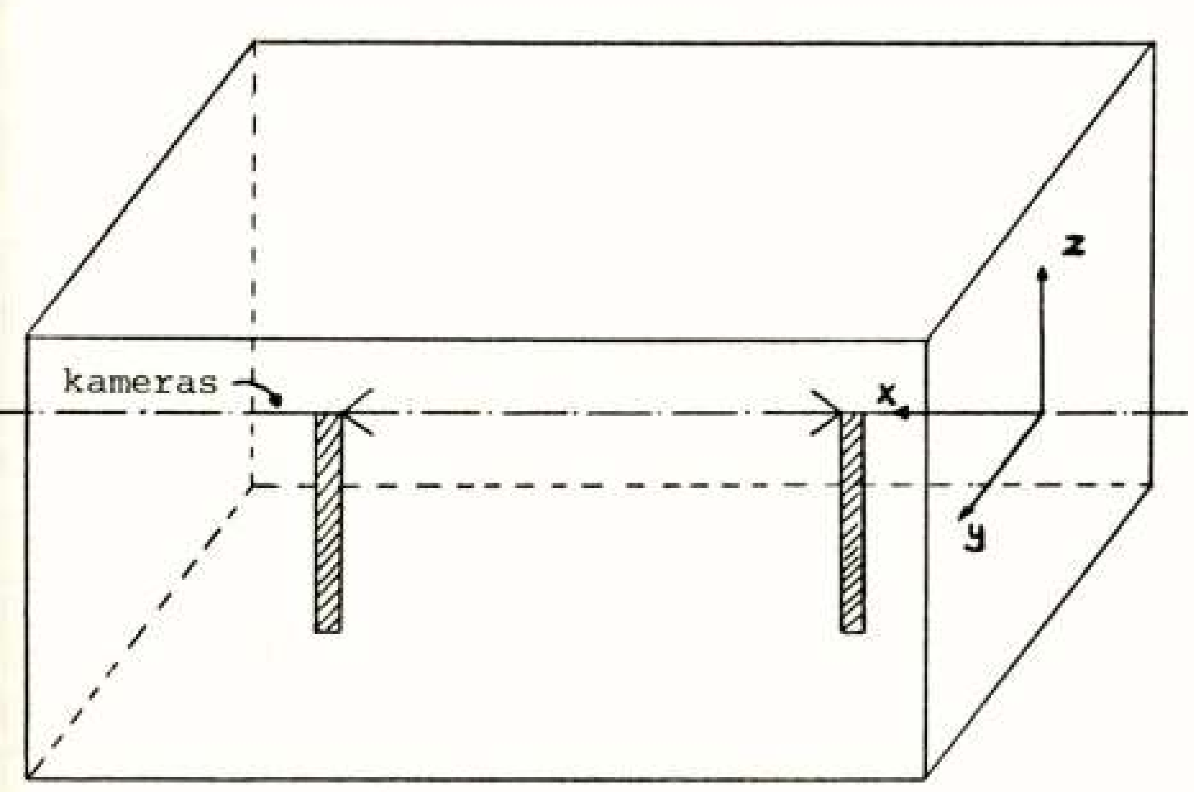
Figuur 4a: Variation of reflected power with wavelength for AFP18 absorber at normal incidence.

(Microwave Materials, technical information)



Figuur 4b: Variation of reflected power with angle of incidence for AFP18 absorber. 6 cm wavelength.
A = E, perpendicular to plane of incidence. B = E, parallel to plane of incidence.

sorber heen lekt. Uit metingen van het staande golf patroon mbv. een slotted line wordt de reflectivity bepaald.
de VSWR methode 2 toegepast op een bepaalde absorber in de antennemeetruimte (zie Hoofdstuk 2).
oor de impregnering met grafiet hebben de absorbers een varte kleur. Om binnen de antennemeetruimte een beter erkklimaat te realiseren zijn de absorbers met verf beoten (kleur is afhankelijk van fabrikant) zonder merkare invloed op de reflectie-eigenschappen in het microolffrequentie gebied.
ı verband met de omzetting van de invallende elektromagnetische energie in warmte en de geringe warmtegeleiding in de absorber geldt dat de invallende vermogensdichtheid bij de absorber niet groter mag zijn dan 0,5 Watt per cm^2.

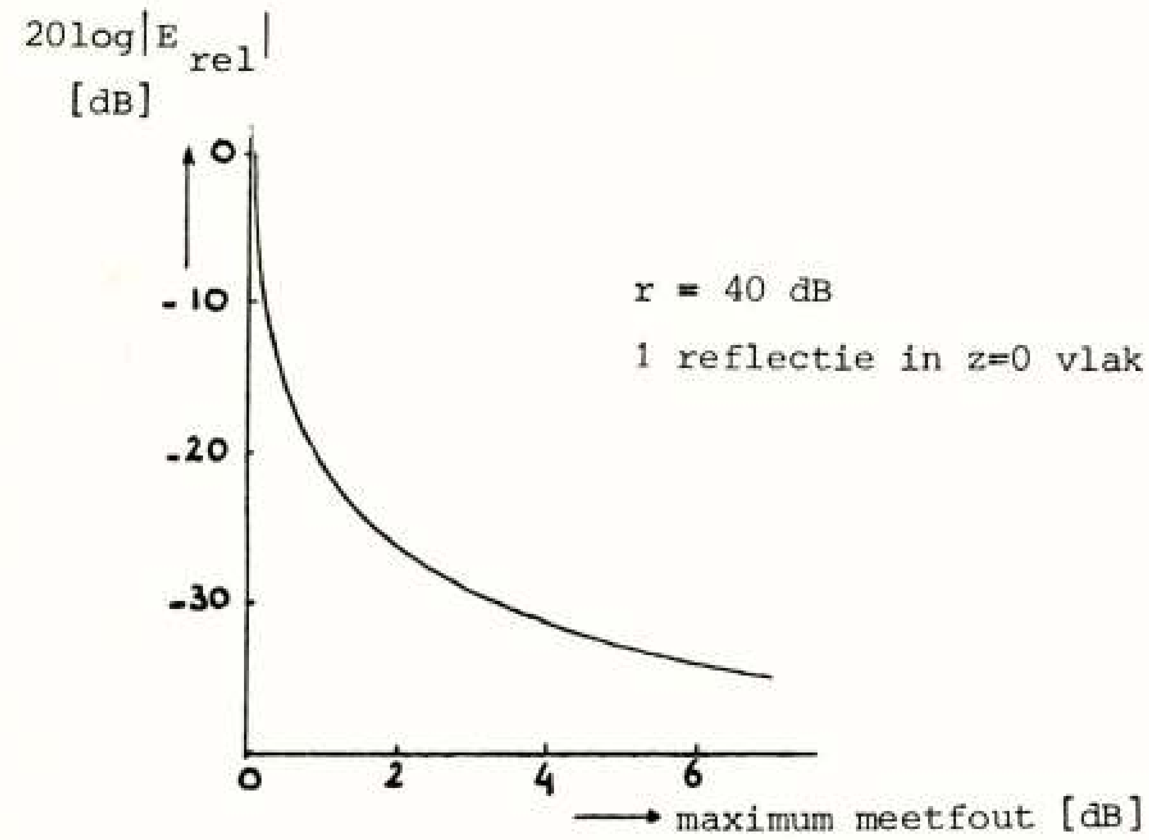


guur 5: Algemene opzet voor antennemeetruimten

2. *De VSWR en APC methoden*

Beide methoden zijn uitgebreid behandeld in de literatuur (Appel-Hansen, 1973; Hollmann, 1972) en worden in dit hoofdstuk alleen fenomenologisch beschreven. Alvorens dit te doen beginnen we met de algemene opzet voor het meten van antennekarateristieken in antennemeetruimten. Het is gebruikelijk om aan één zijde op de kameras van de antennemeetruimte een zendantenne te plaatsen en aan de tegenover gelegen andere zijde op de kameras een ontvangantenne (zie Figuur 5). De zend- en ontvangantennes worden gemonteerd op antennemeettorens waar kabels, golfpijpen e.d. doorheen gevoerd kunnen worden. Deze torens worden gemaakt van kunststof om grote reflecties te voorkomen en worden gemonteerd op draaitafels (azimuth, elevatie, polarisatie en eventueel een x-, y-slede). Indien aangenomen mag worden dat de reflecties aan de wanden van de antennemeettorens geen bijdrage geven aan het ontvangen signaal dan kunnen antennediagrammen opgenomen worden tot op het ruisniveau van de ontvanger. Eén reflectie echter kan de meetnauwkeurigheid zeer nadelig beînvloeden. Als voorbeeld wordt hier genoemd dat bij een gegeven zendantenne één dominante reflectie aanwezig is die bij de ont-

vanger een bijdrage geeft 40 dB lager dan het directe signaal, dwz. reflectivity r=40 dB. De maximale meetfout voor de gemeten relatieve veldsterkte E_{rel} ($20\log|E_{rel}|$= 0 dB als ontvangantenne gericht is naar de zendantenne) is gegeven in Figuur 6. Uit Figuur 6 is direct te zien



Figuur 6: Maximum meetfout voor verschillende waarden $|E_{rel}|$ van het stralingsdiagram ontvangantenne

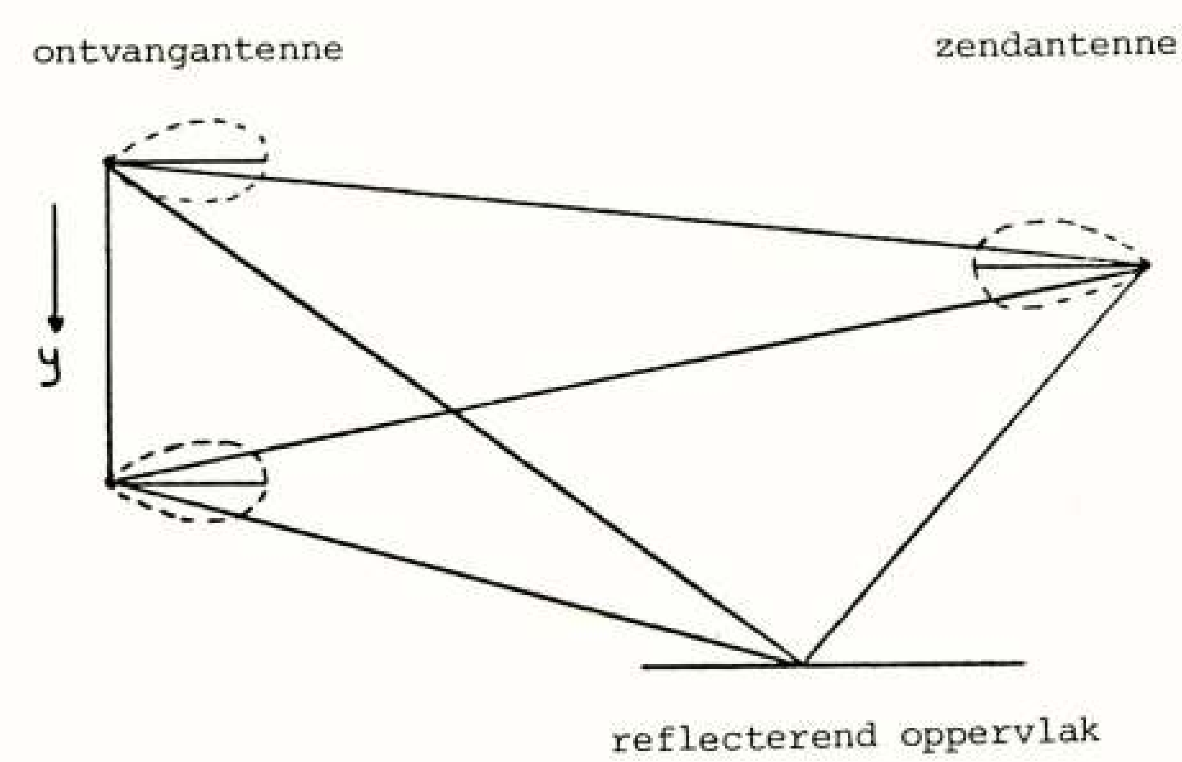
dat de reflectivity zeer laag moet zijn om lage zijlussen te meten. Deze maximale meetfout treedt op indien de reflectie afkomstig is uit één richting en de ontvangantenne in die richting is gedraaid. Uit het voorbeeld volgt al dat om antennemeetruimten te karakteriseren het belangrijk is meetmethoden te gebruiken die:

- zeer kleine reflectivities kunnen meten
- de richting kunnen bepalen waaruit de reflecties afkomstig zijn

Tevens is duidelijk dat de gemeten reflecties afhankelijk zijn van de gebruikte zendantenne en de plaats van de ontvangantenne. Om de kwaliteit van een antennemeetruimte aan te geven wordt daarom de reflectivity r in de zgn. "quiet zone" van de antennemeetruimte opgegeven voor één bepaalde zendantenne (bv. een standaard gain hoorn). Wij veronderstellen hierbij dat voor zowel zend- als ontvangantenne voldaan is aan de verre veld condities. De "quiet zone" is een ruimtelijk gebied waarbinnen aan gestelde eisen van uniformiteit van het elektromagnetische veld is voldaan. De term quiet zone is ontstaan in een tijd dat slechts absorbers beschikbaar waren die nog een aanzienlijk deel van het vermogen reflecteerden. Door de antennemeetruimte een aangepaste vorm (bv. een trechtervorm) te geven werd getracht deze reflecties in een bepaalde richting te sturen zodanig dat een ruimte ontstond waar weinig reflecties terecht kwamen. In deze ruimte (= "quiet zone") kon dan de te meten ontvangantenne worden opgesteld. Momenteel zijn de reflecties aan de absorbers zo laag dat voor de eenvoudige geometrie van de rechthoekige kamer wordt gekozen. Tevens hebben we al gezien dat de hoekafhankelijkheid van de reflecties aan de absorbers gering is zodat we bij de ontvanger niet meer te maken hebben met dominante spiegelreflecties aan de wanden, maar veel meer met een interferentiepatroon van vele gereflecteerde golven. De reflectivity wordt g definieerd als de verhouding van de grootte van de veld sterkte E_d van de directe ongestoorde golf en de groott van de veldsterkte E_r afkomstig van de gereflecteerde golven; de veldsterkten E_d en E_r worden ter plaatse van de ontvangantenne bepaald bij gegeven zendantenne. Zoals uit Figuur 6 blijkt zijn we goed in staat om met grote nauwkeurigheid de veldsterkte E_d ($|E_{rel}|=|E_d|=1$) te bepalen door de ontvangantenne op de zendantenne te richten. De meting van de grootte van de resulterende g reflecteerde golf is moeilijker omdat het gereflecteerd elektromagnetische veld de vectorsom is van vele reflec tiecomponenten van verschillende delen van de kamer. Do het verplaatsen langs een lijn en/of draaien van de ont vangantenne ontstaat een interferentie van de directe golf en de gereflecteerde golven waaruit de fout uit he gemeten interferentiepatroon te bepalen is. Hieruit zie we ook dat de doorwerking van de reflecties afhankelijk is van de ontvangantenne. Dit betekent dat bij het mete van de reflectie-eigenschappen van antennemeetruimten o gegeven moet worden met welke zend- en ontvangantenne metingen zijn uitgevoerd. De meettechnieken die tot op heden het meest gebruikt worden zijn de VSWR en de APC methode.

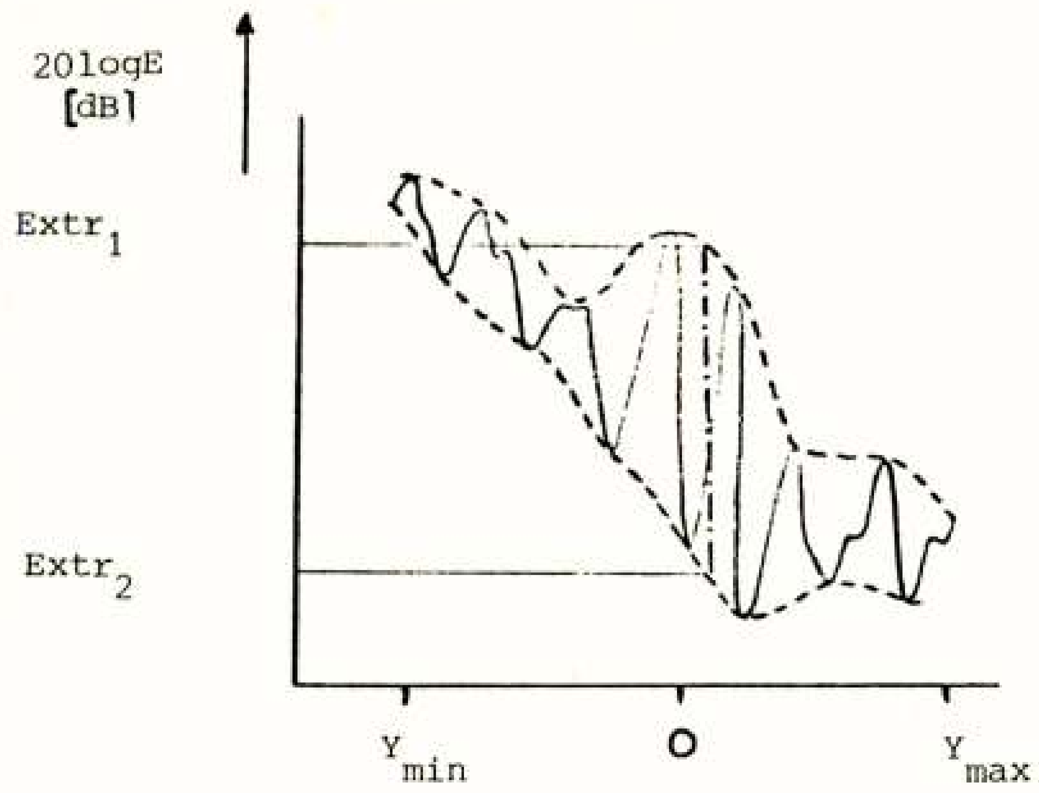
DE VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) methode

Het bepalen van de staande golfverhouding is in de micr golftechniek een veel gebruikte methode om de verhoudin te bepalen in de grootte van twee interfererende golven In de VSWR methode wordt de ontvangantenne in een bepaa de richting opgesteld en langs een lijn (y-as) verplaat loodrecht op de kameras (Figuur 7). Hierdoor ontstaat h



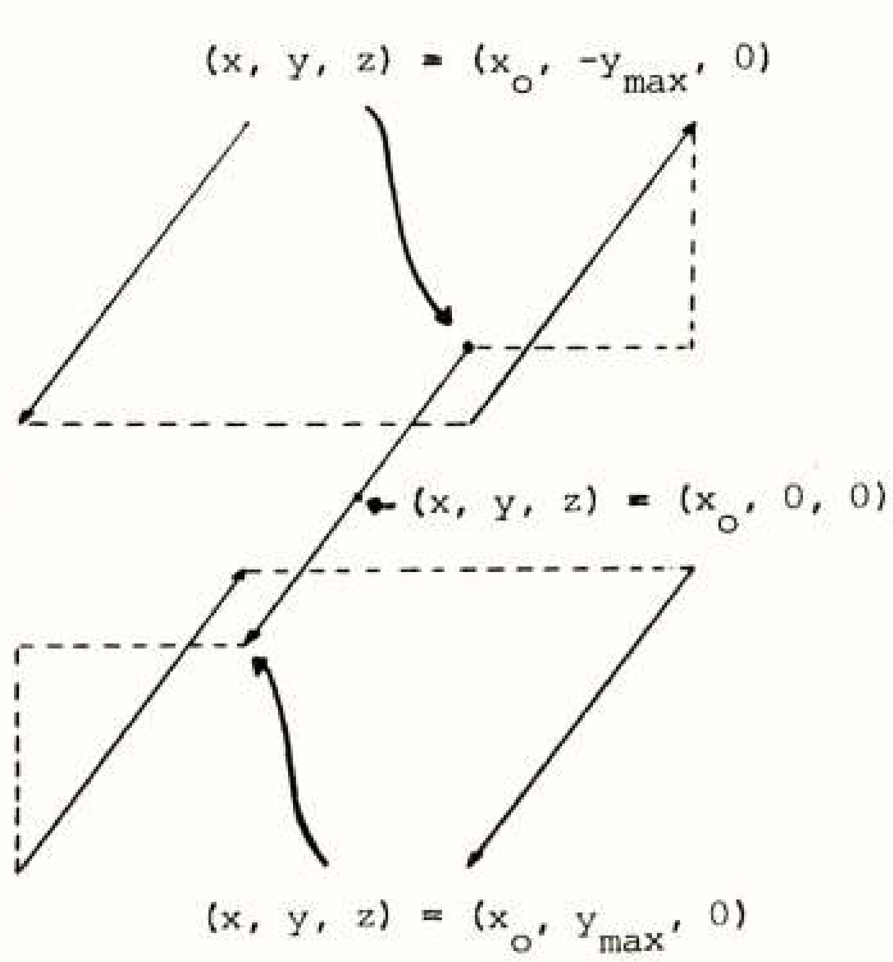
Figuur 7: Meting volgens VSWR methode

interferentie-patroon omdat de faserelatie tussen de di recte golf en de vectorsom van gereflecteerde golven ve andert. Een voorbeeld van een interferentie-patroon is gegeven in Figuur 8 waarbij is aangenomen dat de ontvar en amplitude van de directe golf groter is dan de ampli tude van de vectorsom. Door de maxima en minima worden



.guur 8: Voorbeeld interferentie-patroon

ıhullenden getrokken en daartussen de gemiddelde curve. : gemiddelde curve verandert tgv. de hoekverandering ın de directe golf bij verplaatsing langs de y-as. Omdat : gemiddelde curve samenhangt met de directe golf kunnen : uit de metingen zien of de amplitude van de directe ılf groter is dan die van de samengestelde gereflecteer- : golven, uitgaande van het bekende stralingsdiagram van : ontvangantenne. Indien de amplitude van de directe ılf kleiner is kan ook de reflectivity worden bepaald. .ervoor wordt verwezen naar de literatuur (Appel-Hansen, ›73). Daar waar het verschil tussen de omhullenden maxi- ıal wordt ($Extr_1$-$Extr_2$ in Figuur 8) hebben we de maxima- : reflectivity. Om nu een specificatie van de "quiet ›ne" te geven zal bij verschillende hoeken van de ont- ıngantenne en langs meerdere lijnen gemeten moeten wor- :n. Een voorbeeld van een minimum experimentele pro- :dure is gegeven in Figuur 9. Langs 5 horizontale lijnen

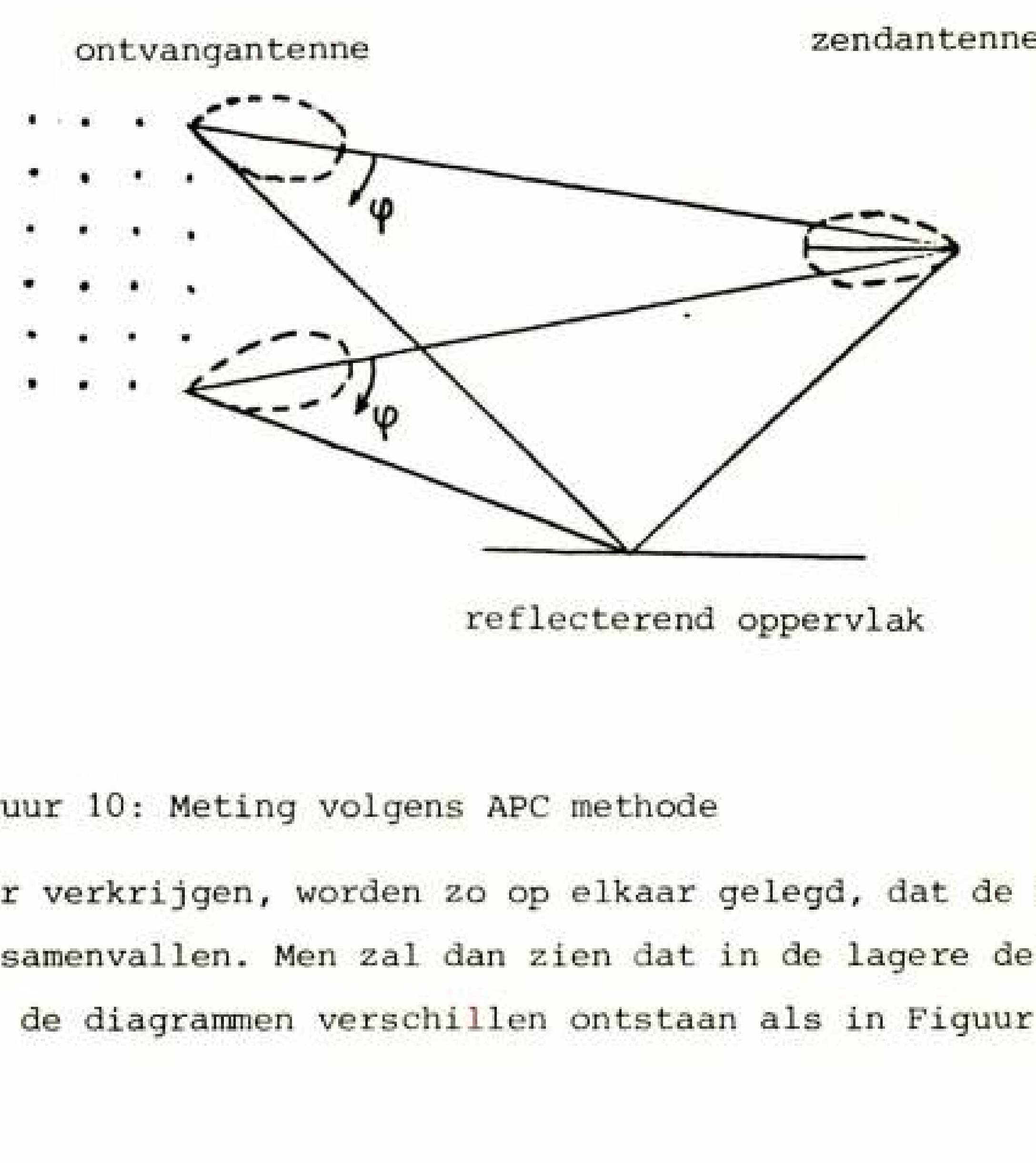


.guur 9: Experimentele procedure VSWR methode

›arallel y-as) wordt gemeten voor verschillende hoeken ın de ontvangantenne in stappen van 10° tot die hoek ıarbij de amplitude van de vectorsom van de gereflec- teerde golven groter is dan de amplitude van de directe golf. Deze procedure moet herhaald worden voor horizontale en verticale polarisatie aan zend- en ontvangkant en voor verschillende frequenties zodat zowel "co-polar" als "cross-polar" reflectivity specificaties kunnen worden bepaald. De resultaten worden gepresenteerd in tabellen waarin verticaal de ontvangen veldsterkte van de directe golf tov. het maximum is uitgezet en horizontaal de maximale amplitude verandering in een meting zoals weergegeven in Figuur 8.

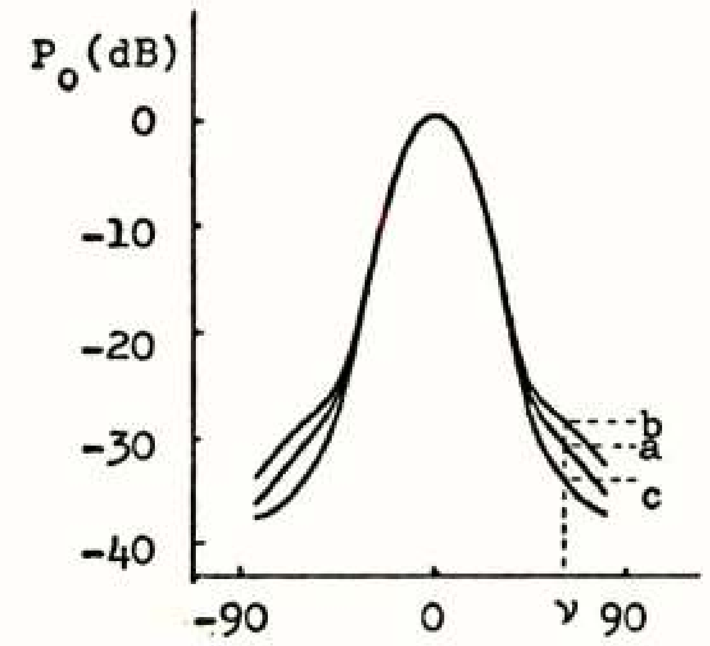
De APC (Antenne Pattern Comparison) methode

Op verschillende plaatsen in de "quiet zone" wordt een antennediagram opgenomen. Vanwege de reflecties zijn de stralingsdiagrammen niet identiek. Onder aanname van te verwaarlozen invloed van de reflecties op het maximum van de hoofdlob worden de diagrammen zo opgenomen dat bij Ø=0 de ontvangantenne naar de zendantenne kijkt en dat de signaalsterkten voor Ø=0 aan elkaar gelijk gemaakt worden (zie Figuur 10). De antennediagrammen die we op deze ma-



Figuur 10: Meting volgens APC methode

nier verkrijgen, worden zo op elkaar gelegd, dat de maxima samenvallen. Men zal dan zien dat in de lagere delen van de diagrammen verschillen ontstaan als in Figuur 11,



Figuur 11: Stralingsdiagrammen volgens APC methode

waarin alleen de maximale, de gemiddelde en de minimale waarden van de gemeten stralingsdiagrammen worden geplot.

Uit de op deze wijze verkregen diagrammen kunnen we de maximale reflectivity bepalen voor verschillende hoeken ν. Uit Figuur 11 is duidelijk dat om de maximale waarde van de reflectivities te vinden het niet voldoende is om het grootste verschil tussen de maxima en de minima te bepalen, maar dat ook rekening dient te worden gehouden met de gemiddelde waarde van het stralingsdiagram. Het nadeel van de APC methode is dan ook het vinden van die maximale waarde, die alleen bepaald kan worden door vele stralingsdiagrammen op te nemen. Dit betekent dat zowel het meten als ook de signaalverwerking zeer tijdrovend is. In de VSWR methode worden de interferentiemetingen voor een beperkt aantal hoeken gedaan. Voor de hoeken waar de reflectivity maximaal lijkt te worden kunnen aanvullende metingen worden verricht waardoor een hogere nauwkeurigheid van de maximale reflectivity wordt verkregen. Ondanks dat in de VSWR methode minder metingen nodig zijn speelt ook hier de lange meettijd en verwerkingstijd. Een tweede gemeenschappelijk nadeel van de VSWR en APC methoden is dat zonder afstandsresolutie pas na off-line processing hoek informatie wordt verkregen waarbij maximum reflectivities optreden. Om aan deze nadelen iets te doen hebben we recentelijk een derde methode ontwikkeld, te weten: de FM-CW methode (Ligthart, 1981).

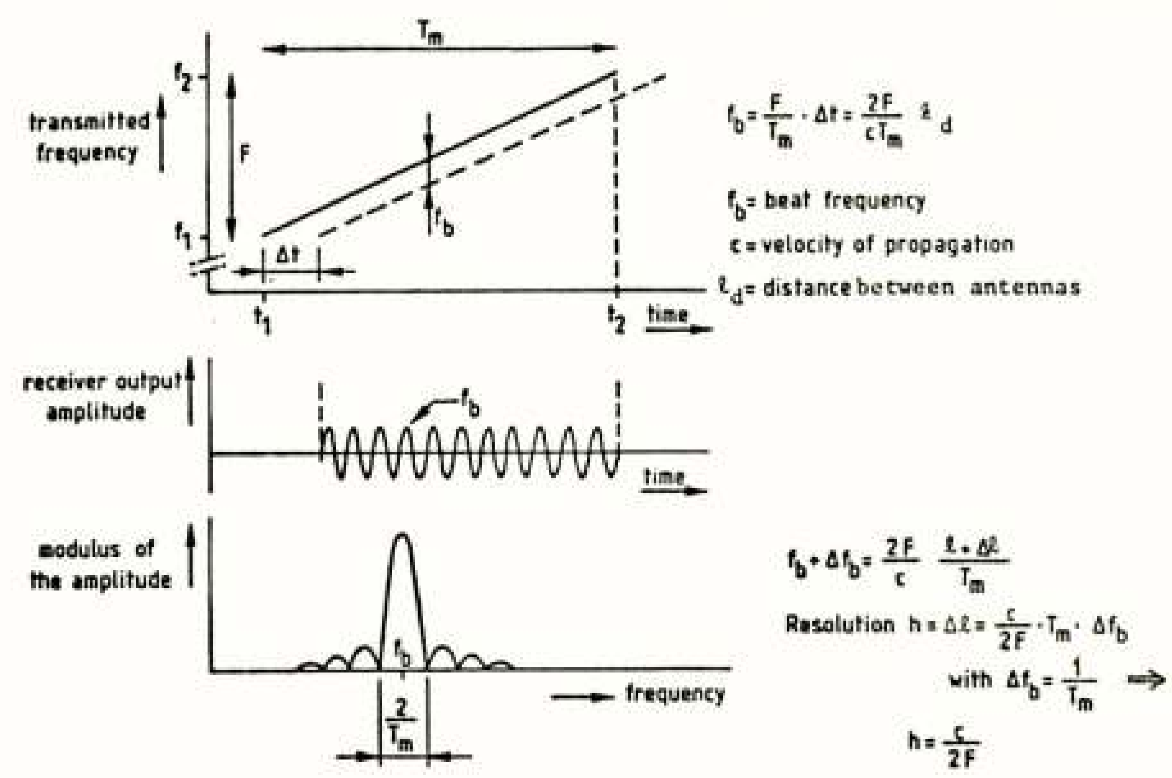
3. *De FM-CW (Frequency Modulated-Continuous Wave) methode*

Om de gewenste afstandsresolutie te krijgen hebben we een lineaire FM-CW meettechniek opgezet. Deze meettechniek wordt o.a. toegepast in CW radarsystemen en is reeds jaren bij ons in ontwikkeling tbv. het DARR (Delft Atmospheric Research Radar) project (Ligthart, Nieuwkerk, 1980). Omdat aan de binnenzijde van antennemeetruimten breedbandige absorbers worden aangebracht kan ter bepaling van de reflectie-eigenschappen van de wanden een grote lineaire FM zwaai worden toegepast. Dit betekent dat een hoge afstandsresolutie kan worden bereikt, hetgeen nodig is om het directe signaal van de gereflecteerde signalen te onderscheiden. Zo krijgen we een afstandsresolutie van 15 cm bij een frequentiezwaai van 2 GHz. In onze meetopzet wordt een zendantenne met bekend stralingsdiagram vast opgesteld in één specifieke richting en draait de ontvangantenne, ook met bekend stralingsdiagram, éénparig rond op een azimuth draaitafel. Op deze manier kunnen we de minimum verschillen in gedetecteerd vermogen tussen het directe signaal en de gereflecteerde signalen per resolutiecel bepalen. Indien het niveau van een reflectie, komende uit een gedeelte van de antennemeetruimte, te laag is en onder de meetgevoeligheid komt van het meetsysteem, kan dit gedeelte extra bevoordeeld worden door de zendantenne hierop te richten.

De signaalverwerking is gebaseerd op de Fast Fourier Transformatie en wij gebruiken hiervoor het quasi-realtime signaal verwerkingssysteem zoals ontwikkeld voor DARR. Via preprocessing verkrijgen we de reflectivity gegevens welke gepresenteerd worden op een zgn. "quick-look monitor". In de volgende paragrafen wordt nader in-gegaan op de FM-CW methode voor deze toepassing en op h FM-CW meetsysteem.

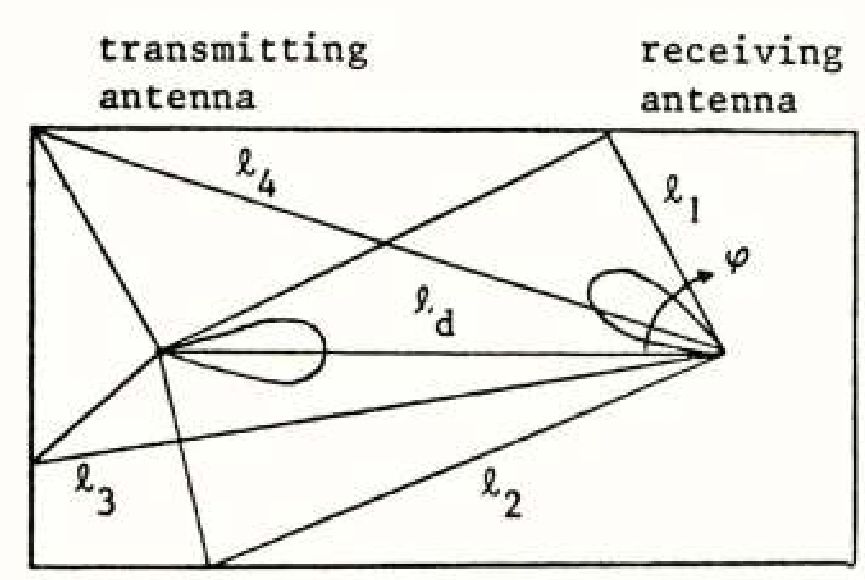
3.1 *Het FM-CW principe*

Het FM-CW principe wordt kort uitgelegd mbv. Figuur 12.



Figuur 12: Lineaire FM-CW principe
Het beat-signaal wordt verkregen door mengen van gezonden en ontvangen signaal (Ligthart, 1981)

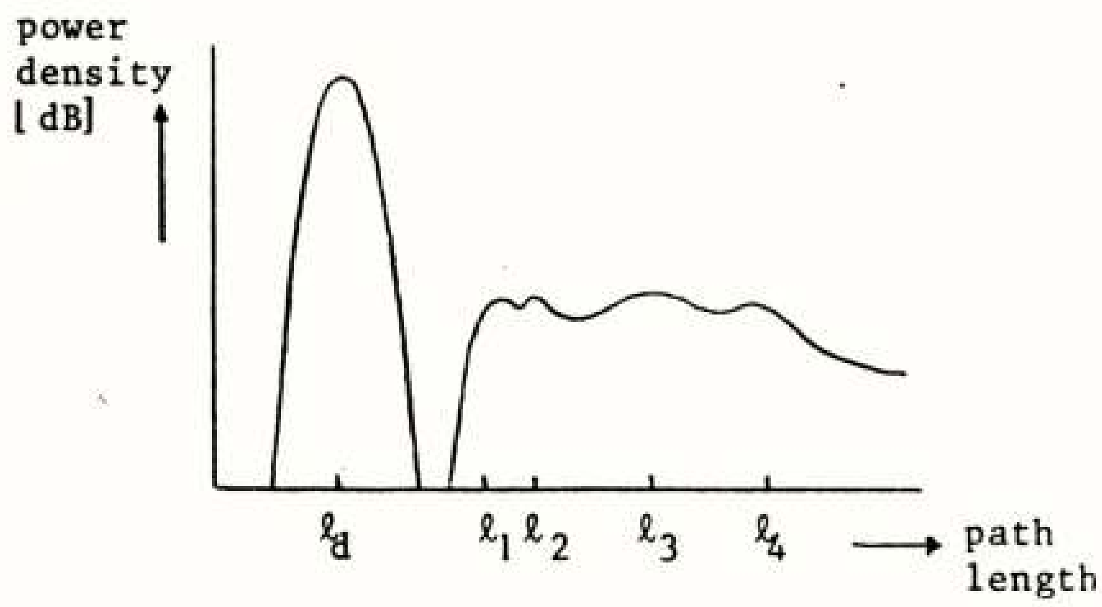
We nemen aan dat er geen reflecties zijn van de wanden. Het directe signaal gaat via een rechte lijn van de zender naar de ontvanger zoals aangegeven in Figuur 13. Ee



Figuur 13: Stralengang van directe en gereflecteerd signalen

lineair frequentie gemoduleerd signaal wordt uitgezonde gedurende de sweeptijd T_m (getrokken lijn in Figuur 12a) Het ontvangen signaal (gestreepte lijn in Figuur 12a) w ordt vertraagd over een kleine tijd Δt overeenkomend m de looptijd over de afstand ℓ_d tussen zender en ontvang De afstand ℓ_d volgt uit de verschilfrequentie, beatfreq tie genoemd, en de amplitude van dit laagfrequente beat-signaal f_b levert de sterkte van het ontvangen signaal. De grootheden f_b en ℓ_d worden bepaald uit het frequenti spectrum zoals te zien is in Figuur 12c. Omdat de gereflecteerde signalen grotere afstanden dan ℓ_d afleggen is de afstandsresolutie h belangrijk om onderscheid te kunnen maken tussen gereflecteerde signalen en het directe signaal. Zoals in Figuur 12 is aangegeven is h alleen af hankelijk van de frequentiezwaai zodat een grote freque tiezwaai noodzakelijk is voor het onderzoeken naar de plaatsafhankelijkheid van de reflecties. Als voorbeeld

hebben we in Figuur 14 een mogelijk beatfrequentiespectrum getekend voor 4 reflecties. Uit deze figuur is af te

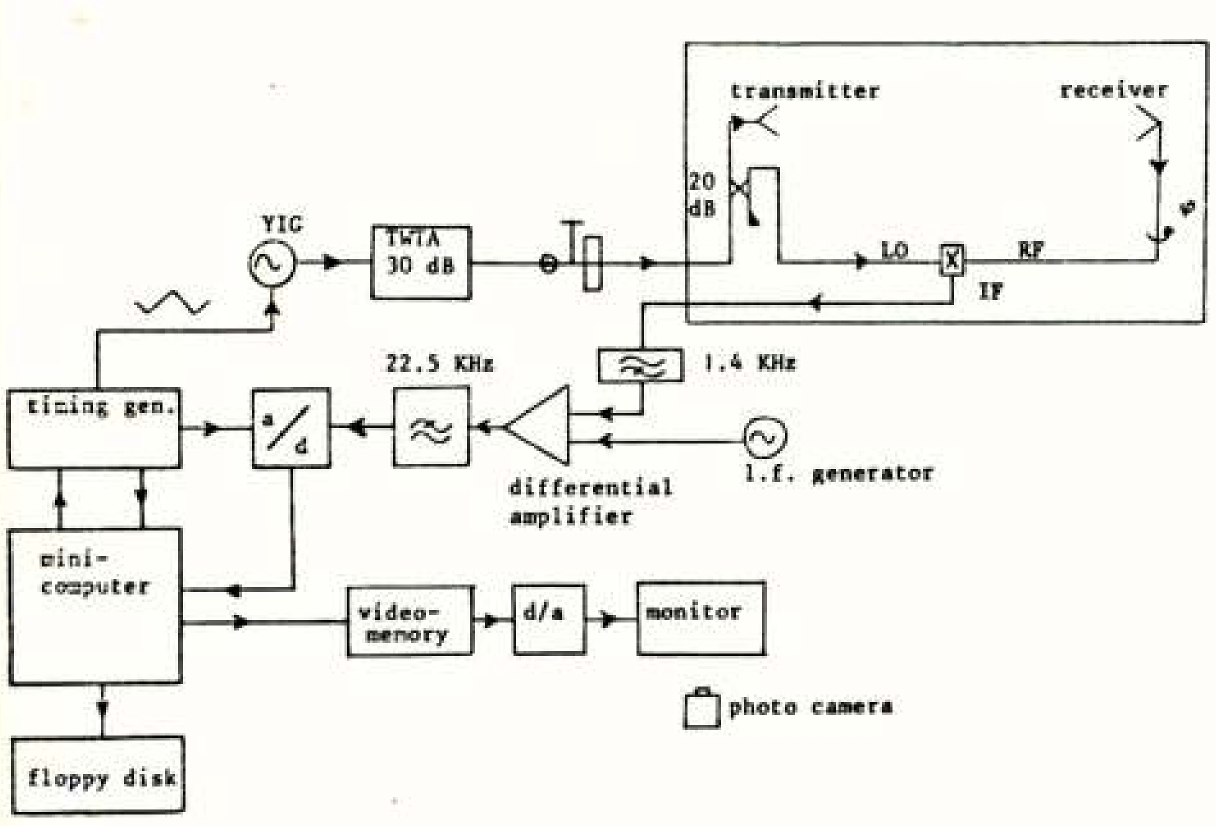


Figuur 14: Voorbeeld van een beatfrequentiespectrum

leiden dat voor de afstandsresolutie geëist moet worden dat h ≪ $(\ell_1-\ell_d)$. Verder geldt dat voor gegeven zend- en ontvangantenne de bijdrage van de afzonderlijke reflecties nog vermenigvuldigd moeten worden met de bij die reflecties behorende gain-functies. Door de ontvangantenne in het azimuth vlak rond te laten draaien kan voor elke afstand in dat vlak de bijdrage van de reflecties verkregen worden ter plaatse van de ontvangantenne vermeerderd met de maximale gain van de ontvangantenne. Door het verschil met het vermogen van het directe signaal te bepalen krijgen we direct de reflectivity van elk deel van de te onderzoeken wand. Als het vermogen van een bepaalde reflectie onder de gevoeligheid van het meetsysteem ligt kunnen we deze reflectie bevoordelen door de zendantenne op een te onderzoeken deel van de antennemeetruimte te richten. Hierdoor neemt de meetgevoeligheid toe en de invloed van het directe signaal neemt af. Deze aanpak is met name interessant indien we die plaatsen willen onderzoeken waar grote reflecties verwacht worden bv. in de hoeken of bij de deuren.

3.2 *Het FM-CW meetsysteem*

Om de mogelijkheden van deze meettechniek te onderzoeken



Figuur 15: Het FM-CW meetsysteem (Ligthart, 1981)

hebben we een 10 GHz meetsysteem opgebouwd. In Figuur 15 is het blokschema van het meetsysteem gegeven. Als microgolfgenerator gebruiken we een YIG-tuned oscillator op de FM ingang gestuurd door een driehoekvormig tijdsignaal en gevolgd door een lopende golfbuisversterker (TWTA) met een gemiddeld uitgangsvermogen van 1 Watt. De 20 dB directional coupler is nodig voor de lokale oscillator-ingang van de mixer om het laagfrequente beatsignaal op te wekken. De transmissielijnen achter de TWTA en achter de ontvangantenne zijn golfpijpen van aangepaste lengte zodanig dat de beatfrequentie voldoet aan het gestelde in Figuur 12a. De golfpijpen zijn gemonteerd in een afgeschermde koker onder de antennemeetruimte. Ivm. de frequentie-afhankelijkheid van alle gebruikte microgolfcomponenten kan een maximale frequentiezwaai worden gebruikt van 2 GHz overeenkomend met een minimale afstandsresolutie van 15 cm. Voor deze frequentiezwaai en een sweeptijd T_m=10 ms is in Tabel I (Figuur 16) aangegeven wat de te verwachten beatfrequenties zijn bij een minimale afstand tussen de antennes van 2.40 m en een maximale afstand tussen de antennes van 4.80 m en bij binnenafmetingen van de antennemeetruimte van 3 m x 3 m x 6 m. Hierbij is impliciet aangenomen dat de reflecties aan de absorbers zo klein zijn dat multiple reflecties verwaarloosd mogen worden.

TABEL I

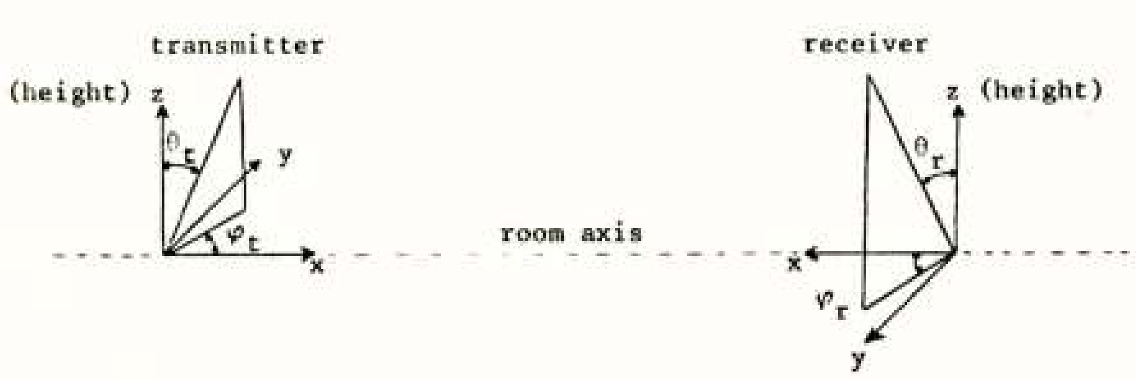
	ℓ_d = 240 cm			ℓ_d = 480 cm		
	l(cm)	Δt(nsec)	f(kHz)	l(cm)	Δt(nsec)	f(kHz)
directe golf	240	8	1,6	480	16	3,2
kortste gereflecteerde golf	366	12	2,4	516	17	3,4
langste gereflecteerde golf	664	22	4,4	730	24	4,8

Figuur 16: Afstanden en frequenties bij FM-CW meting

Omdat amplitudemodulatie, ten gevolge van de frequentieafhankelijkheid van de microgolfonderdelen, grote spectrum componenten in het laag frequente deel van het beatfrequentiespectrum geven (< 1.6 kHz) moet het beatsignaal door een hoog doorlatend filter gestuurd worden om het dynamisch bereik van de FFT Spectrum Anayzer te begrenzen. Om de signaalsterkte nauwkeurig te bepalen gebruiken we een laagfrequent generator in combinatie met de verschilversterker. Het laag-doorlaat-filter dient ervoor om alle ongewenste signalen boven 22.5 kHz te onderdrukken. In de FFT Spectrum Analyzer verzorgt de timing generator niet alleen de bemonsteringspulsen voor de analoog/digitaal omzetter, maar ook voor de driehoekvormige stuurspanning naar de YIG tuned oscillator. Op deze wijze wordt tijdsynchronisatie verzekerd. De signaalverwerking gebeurt in een minicomputer (Hewlett-Packard HP21M30) welke microgeprogrammeerd is om het beatspectrum zo snel mogelijk te berekenen. Tevens is voor preprocessing de berekeningen van de vermogensspectra (lineair en in dB) in-

gebouwd. Door toepassing van microprogrammering krijgen we een rekentijd van ongeveer 300 ms voor de totale preprocessing inclusief de Fast Fourier Transformatie van 1024 punten, de opslag van de berekende vermogensspectra in circulerende digitale geheugens en het visualiseren op een monitor. Het laatst berekende vermogensspectrum wordt in 32 intensiteitsniveaus omgezet en weergegeven op de onderste lijn (van in totaal 512 lijnen) van een video monitor, terwijl alle overige spectra een lijn worden opgeschoven. Op deze wijze worden de recente metingen aan de onderzijde van de video monitor bijgeschreven en de spectrumgegevens van 512 metingen daarvoor verdwijnen via de bovenzijde van de video monitor.
Voor off-line processing gebruiken we een dual drive floppy disc om kwantitatieve berekeningen uit te voeren met de spectra voor verschillende beatfrequenties.

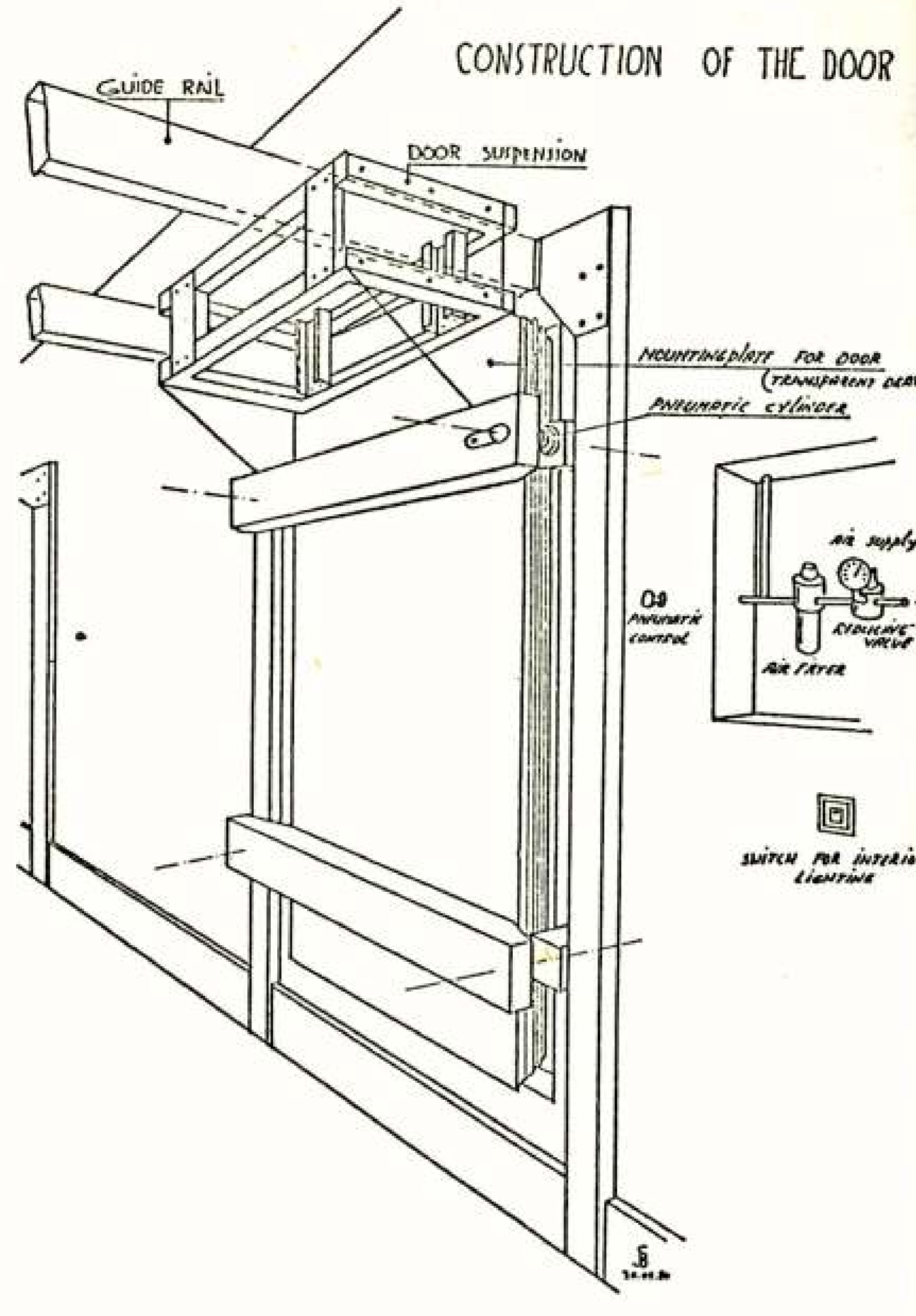
De ontvangantenne is gemonteerd op een azimuth draaitafel en draait met constante snelheid rond. De overige assen worden vast ingesteld bv. om een grotere meetgevoeligheid te krijgen en specifieke delen van de antennemeetruimte kunnen dan worden onderzocht. De centrale plaats van beide antennes is op de kameras en de hoeken (θ_r,φ_r) en (θ_t,φ_t), corresponderende met de antenne-instelling, behoren tot twee lokale sferische coordinaten stelsels zoals is weergegeven in Figuur 17.



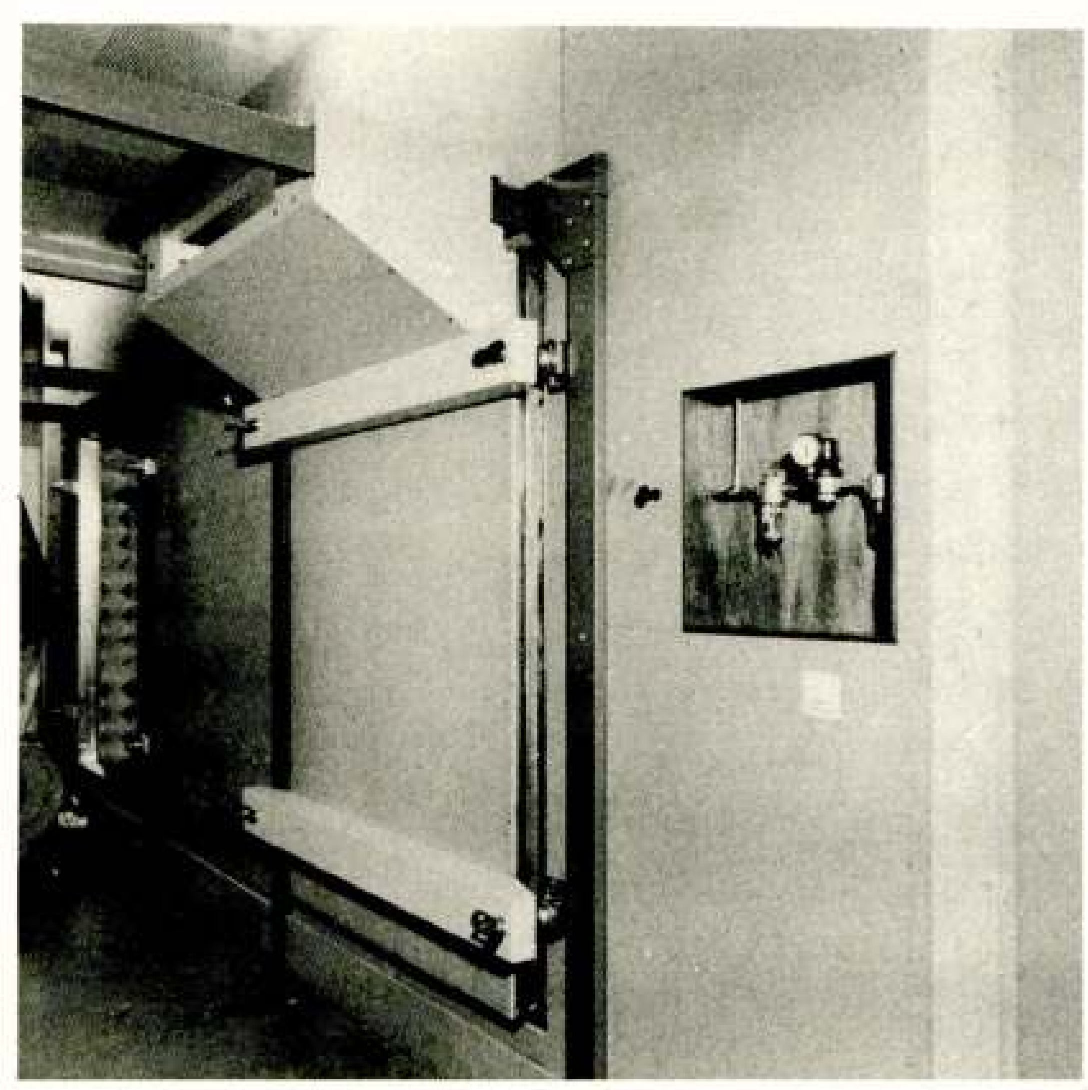
Figuur 17: De lokale coordinaten-systemen

4. *Resultaten*

Sinds 1981 hebben we op de TH Delft de antennemeetkamer DUCAT (Delft University Chamber for Antenne Tests) met binnenafmetingen van 3m x 3m x 6m. Naast de geldende eisen betreffende de reflectivity zijn ook zware eisen gesteld aan de afscherming. Om aan deze eisen te voldoen hebben we, alvorens de absorbers aan te brengen, de binnenzijde bekleed met koperen platen die vervolgens aan elkaar gesoldeerd zijn. De zwakke plekken in afgeschermde antennemeetruimten zijn de deuren. We hebben gekozen voor twee "getaperde" deuren, voorzien van twee rijen veren van Berilium koper, die pneumatisch in de tapstoelopende deurkozijnen worden geperst. In Figuur 18 is de deurconstructie getekend en in Figuur 19 zien we een foto van DUCAT. De absorbers zijn AFP 6 voor de 4 wanden met afmetingen 3m x 6m en AFP 18 voor de twee wanden met afmetingen 3m x 3m (fabrikant Plessey Materials). Aan de zendzijde hebben we een geautomatiseerd 3-assig draaitafelsysteem en aan de ontvangzijde een 5-assig draaitafelsysteem, bestuurbaar onder remote control.



Figuur 18: DUCAT deurconstructie (getekend door P. Smi



Figuur 19: DUCAT (Delft University Chamber for Antenna Tests)

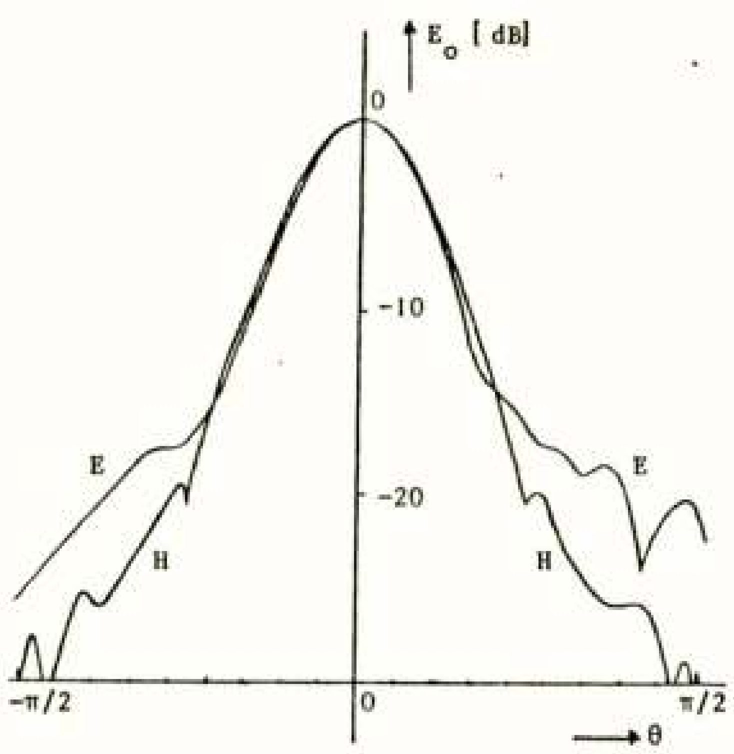
De assen zijn:

Zendzijde: azimuth
elevatie
polarisatie

Ontvangzijde: azimuth

x tbv. fasecentrum
y
elevatie
polarisatie

Het eisenpakket, de specifieke opbouw van DUCAT, het besturingssyteem en het zend- en ontvanggedeelte valt buiten de scope van deze publikatie en zal verder achterwege blijven. De rest van dit hoofdstuk is dan ook gewijd aan de FM-CW metingen, verricht in DUCAT bij een centrale frequentievan 10 GHz, een frequentiezwaai van 2 GHz en een sweeptijd van 10 ms. De gebruikte antennes zijn twee identieke pyramidale hoornantennes met bekende gainfuncties (Figuur 20). Als we een meting doen met een continue rond-



Figuur 20: Gemeten E en H vlaks stralingsdiagrammen

draaiende ontvangantenne, dwz. $\theta_r = \frac{\pi}{2}$, $(\theta_t, \varphi_t) = (\frac{\pi}{2}, 0)$, en met de meetopzet van Figuur 16 dan krijgen we op de "quick look" monitor een beeld als op foto 21.1. Op deze foto is horizontaal de frequentie (0-25 kHz) en verticaal

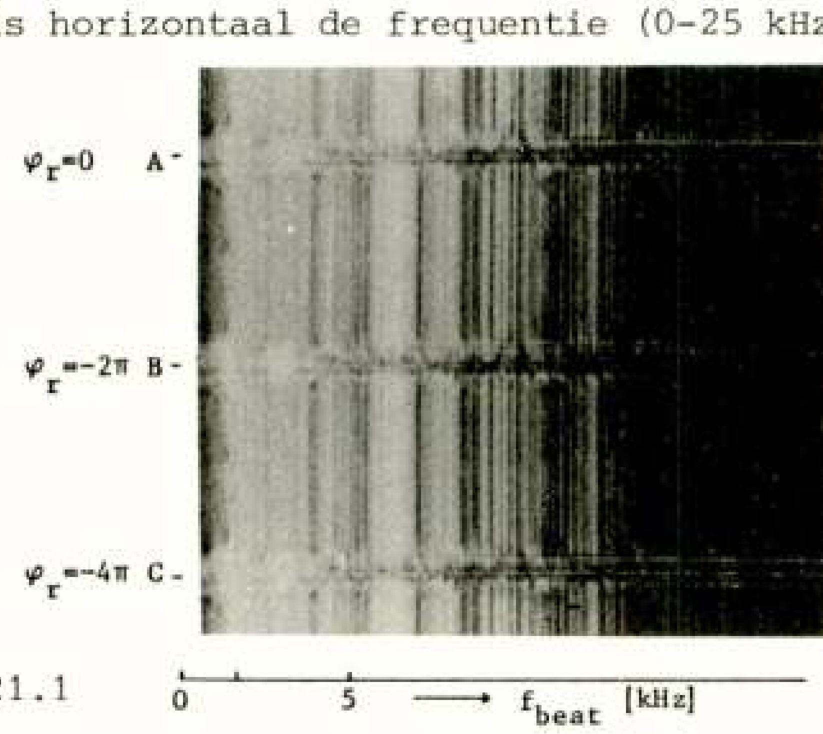


Foto 21.1

de tijd uitgezet. De drie horizontale gebieden A, B en C geven de spectra weer ingeval beide antennes naar elkaar gericht zijn. De maximale amplitude van het directe 1.6 kHz beatsignaal overschrijdt dan het 40 dB dynamisch bereik. Indien dit gebeurt gaat de spectrum analyzer herschalen en worden alle spectraal componenten een geheel aantal malen 6 dB verzwakt. Op 1.6 kHz is te zien dat de grootte van deze frequentiecomponenten tijdens een omwenteling van de antenne verandert. Dit komt door de gainfunctie van de ontvangantenne. De verticale lijnen met bijna constante intensiteiten duiden erop dat er componenten in het spectrum zitten ten gevolge van amplitude modulatie. Deze componenten zijn zo groot dat van een reflectie in de antennemeetruimte niets meer te zien is. Dit amplitude-modulatie-effect kan in de orde van 30 dB onderdrukt worden door twee complexe spectra van elkaar af te trekken. De vaste spectrumcomponenten worden dan geëlimineerd en alleen de veranderende componenten blijven over. Daar alles tijdens de metingen niet verandert behalve de reflectiebijdragen van de signalen uit de kamer (tgv. het ronddraaien van de ontvangantenne) blijven de gewenste spectrumcomponenten over. Voor het gegeven stralingsdiagram, een azimuthsnelheid van 6 omwentelingen per minuut en een tijdsinterval tussen twee spectraal-berekeningen van 300 ms worden de real-time-reflectivity uitkomsten bepaald met een nauwkeurigheid van 3 dB. Foto 21.2 toont hiervan

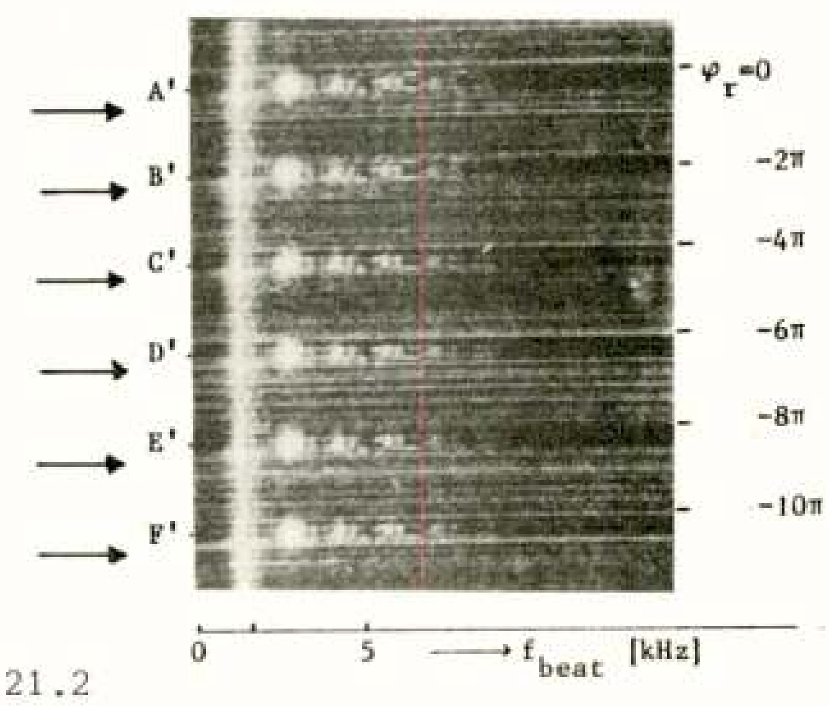


Foto 21.2

een resultaat eveneens voor $\theta_r = \frac{\pi}{2}$, $(\theta_t, \varphi_t) = (\frac{\pi}{2}, 0)$. Met deze opstelling zijn we in staat mbv. de monitor reflectivity niveaus te meten tot -60 dB. In de gebieden A', B', C', D', E' en F' worden ook intermodulatieprodukten gemeten omdat de 1.6 kHz beatsignalen te groot zijn. Indien we het uitgezonden vermogen verminderen wordt de intermodulatie sterk verlaagd. Tijdens de metingen kon van de monitor duidelijk afgelezen worden of er reflecties van de wanden in het beeld zaten bv. rondom $\varphi_r = -2\pi/3 - 2k\pi$ tpv. de pijltjes in Foto 21.2. Mbv. de l.f. generator (Figuur 16) wordt een extra signaal via de verschilversterker toegevoegd en kan in "real-time" de amplituden van de reflecties worden bepaald.

Zoals in Hoofdstuk 3 is vermeld kunnen we bepaalde delen van DUCAT onderzoeken door de zendantenne op dit gedeelte te richten. Foto 21.3 laat enkele reflecties zien

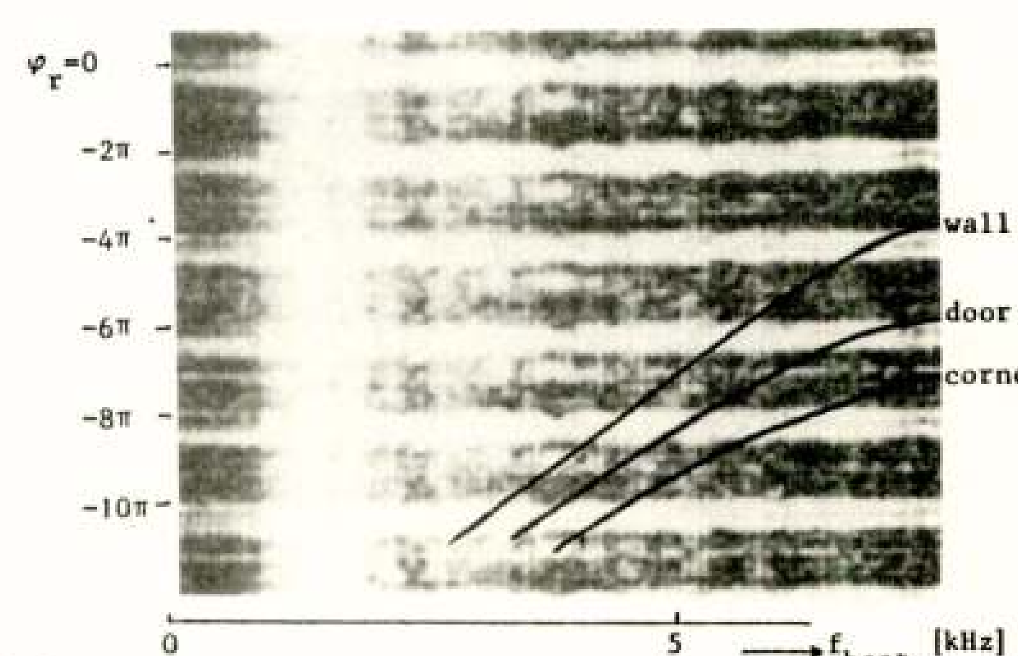
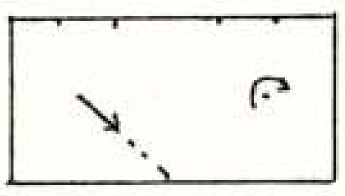
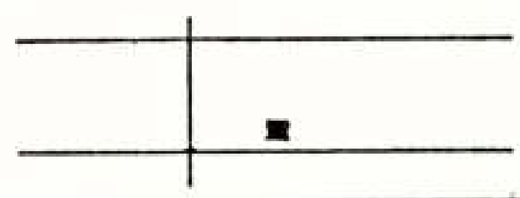
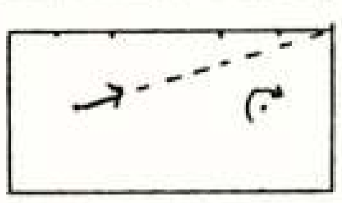
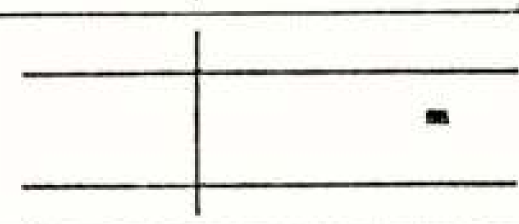
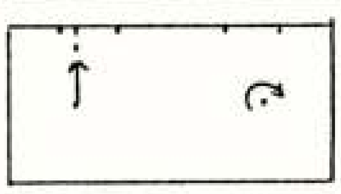
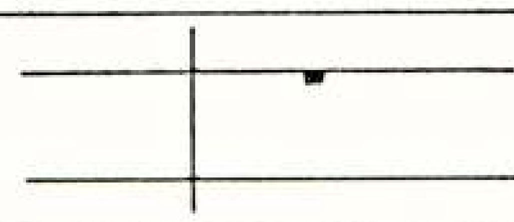
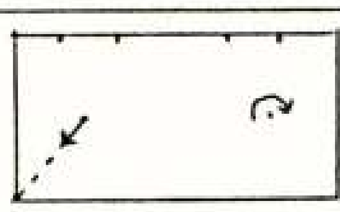
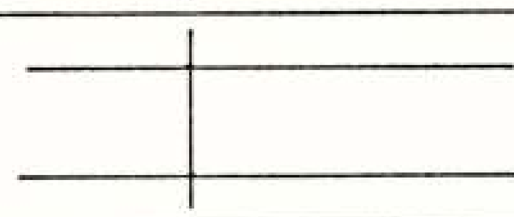
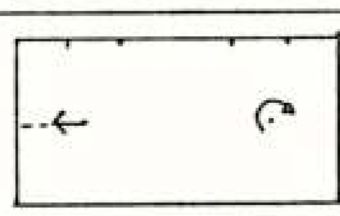
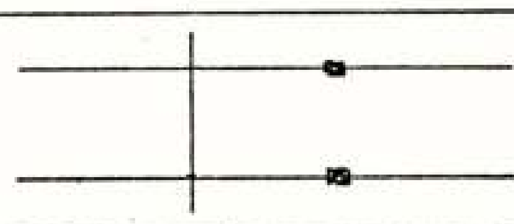
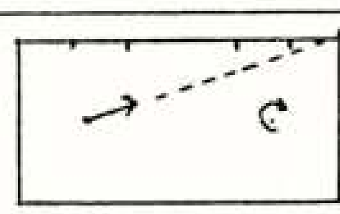
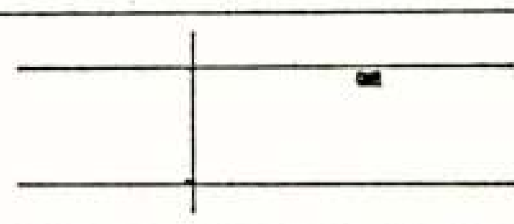


Foto 21.3

(f_{beat} > 2.4 kHz) voor $\varphi_t=-\pi/9$, zodat één van de hoeken van de 3m x 3m wand bij de ontvanger wordt onderzocht (f_{beat} ≈ 3.8 kHz). De reflectie kan nu duidelijk gedetecteerd worden en de gemeten reflectivity is ongeveer -59 dB. Tegelijkertijd zien we reflecties aan de wand en aan een deur (reflectivity ≈ -65 dB), Is de zendantenne gericht op een hoek aan de zendzijde dan kunnen reflectivities gemeten worden tot -90 dB. Tabel II (Figuur 22) geeft voor een aantal metingen met verschillende instellingen van de zendantenne het resultaat aan.

methode. Gebruik makende van deze FM-CW methode in combinatie met moderne real-time signaalverwerkingsapparatuur geven de reflectivity-metingen van DUCAT een onmiddelijk inzicht in de ruimtelijke verdeling van de reflec ties. De meetnauwkeurigheid van deze metingen is beter d 3 dB en kan middels off-line technieken verder verbeterd w orden. De meettijd is minder dan een dag indien de zen en ontvangantenne onder remote control gestuurd kunnen worden. Een bijkomend voordeel van de FM-CW methode is dat alle informatie vastgelegd kan worden op een eenvou-

TABEL II richting zendantenne		niveau directe onder directe bij $\theta_t,\varphi_t=90°,0°$	plaats reflectie op monitor binnen één omwenteling	frequentie reflectie	niveau reflectie onder directe bij $\theta_t,\varphi_t=90°,0°$	r
$\varphi_t=-45°$ $\theta_t=90°$		-16 dB		2,4 kHz	-55 dB	-71 dB
$\varphi_t=20°$ $\theta_t=90°$		-4 dB		3,8 kHz	-55 dB	-59 dB
$\varphi_t=90°$ $\theta_t=90°$		-22 dB		2,7 kHz	-60 dB	-82 dB
$\varphi_t=-135°$ $\theta_t=90°$		-26 dB			< -65 dB (ruisniveau)	<-91 dB
$\varphi_t=180°$ $\theta_t=90°$		-30 dB		2,9 kHz	-55 dB	-85 dB
$\varphi_t=20°$ $\theta_t=45°$		-23 dB		3,2 kHz	-60 dB	-83 dB

Figuur 22: Overzicht metingen volgens FM-CW principe

Conclusies

Om een antennemeetruimte te karakteriseren wordt veelal de maximale reflectivity in de zgn. "quiet zone" opgegeven. De reflectivity hangt af van:

- de reflectivity van de absorbers
- de geometrie van de absorbers
- de plaats van de absorbers. Om een antennemeetruimte te verbeteren moet in de richting van waaruit de grootste reflecties komen extra absorbers worden aangebracht
- de frequentie
- de gain-functies van de zend- en ontvangantenne
- de polarisatie van de antennes
- de plaats van de antennes
- de antenne-torens
- het aantal metingen tbv. nauwkeurigheid
- de meetuitrusting

In Hoofdstuk 2 hebben we de VSWR en de APC methode besproken en in Hoofdstuk 3 de door ons ontwikkelde FM-CW

dige bandrecorder met geringe bandbreedte of dat de refl tivity informatie via een telefoonlijn overgedragen kan worden.

Dankwoord

Het zal duidelijk zijn dat aan het DUCAT-project, welke eigen beheer is gebouwd, zeer vele TH-medewerkers hun bi dragen hebben geleverd. In het bijzonder wil ik noemen:

- A. Boudewijns † (Hoofd Technische en Materiële Dienste
- P. Smits, N. Peelen, A. Bol (Werkplaats voor Metaalconstructies)
- H. van de Lingen, R.M. Gommers (Fijnmechanische Ontwikkelings Werkplaats)
- L. Beekhuizen, J. Ramakers (Elektrotechnische Dienst)
- H. Hoogervorst, J. Lucas (Houtbewerking)
- J. van Mastrigt, W. Groeneveld (Technische Dienst - pneumatiek)
- T. Oeink (Centraal Elektronische Dienst)

Verder wil ik de medewerkers van de Vakgroep Microgolf-

techniek bedanken
- J. Zijderveld, P. Hakkaart, M. de Kok voor hun bijdragen in de "hardware" aspecten van besturing en zend-/ontvangapparatuur
- ir. J.H.H. Meijer die als afstudeerder de FM-CW metingen en analyse heeft uitgevoerd
- W.J.G. Bouwman, J.P. van Bezouwen die resp. als afstudeerder en als taker de geautomatiseerde besturing hebben uitgevoerd en een aanzet hebben gegeven tot geautomatiseerd meten onder remote control
- Jessica van Soldt voor het uitwerken van dit manuscript

en van de Vakgroep Transmissie van Informatie wil ik ir. L.R. Nieuwkerk bedanken voor de signaalverwerking.

Literatuur

1. J. Appel-Hansen, "Reflectivity level of Radio Anechoic Chambers", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-21, No. 4, july 1973, pp. 490-498
2. H. Hollmann, "Reflexionsarme Trichter- und Rechteckkammern fuer Antennemessungen". NTZ, Heft 12, 1972, pp. 545-553
3. L.P. Ligthart, "FM-CW measuring technique for testing wideband anechoic chambers", Proceedings 11th European Microwave Conference, 7-10 September 1981, Amsterdam, pp. 517-522
4. L.P. Ligthart, "Systems considerations of the FM-CW Delft Atmospheric Research Radar (DARR)", IEEE International Radar Conference, Washington DC, 1980, pp. 38-43
5. L.P. Ligthart, C.J. den Hollander, "Theory and Design of Medium Gain Dielectric Antennas", Advanced Antenna Technology, Ed. P.J.B. Clarricoats, Microwave Exhibitions & Publishers, 1981, pp. 296-300
6. L.P. Ligthart, L.R. Nieuwkerk, "FM-CW Delft Atmospheric Research Radar", IEE Proc., Vol. 127, Pt F, No. 6, December 1980, pp. 421-426
7. "Microwave Materials", Technical Information Plessey Materials, Wood Burcote Way, Towcester Northants, England

Voordracht gehouden op 8 april 1982 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 305), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

COMPACT ANTENNA RANGE

dr. ir. V.J. Vokurka
Technische Hogeschool Eindhoven
Afdeling der Elektrotechniek, vakgroep ET

Compact Antenna Ranges (C.R.) proved to be suitable for indoor measurements of antennas of moderate size (up to about 4 feet) in the frequency ranges from 4-18 GHz. Where less accurate measurements are allowed, the upper frequency limit can be as high as 60 GHz in current C.R. design. Considerable improvements in the electrical performance may be expected for ranges in which two crossed parabolic cylindrical reflectors are used. Due to the increased focal length the uniformity of the amplitude distribution across the final aperture is increased considerably compared to conventional design. Furthermore, an asymmetrical plane-wave zone can be created which makes it possible to measure the patterns of asymmetrical antennas or devices including the direct environment (antennas on aircraft or spacecraft).

1. INTRODUCTION

Measurements on microwave antennas are based on electromagnetic environment simulation so that the errors between the measured and true radiation behaviour of a test antenna are minimal. The importance of high-quality measuring ranges is evident; even slight errors between the measured and real radiation patterns could raise doubts as to the design technique or the theoretical approach used in predicting the radiation properties of the test antenna.

Most antenna measurements have to be carried out in the far-field, i.e. the test antenna should be illuminated by a plane wave. The oldest and most frequently used technique is based on sufficient separation between the transmitter and the receiver so that part of a spherical wave approaching the test antenna has almost a plane-wave character. However, the common far-field criterion $R > 2D^2/\lambda$ gives a phase deviation of 22.5^o at the edge of the test antenna, which results in errors in the recorded pattern. For instance, for shaped-beam antennas the separation between the transmitter and the receiver should be greater, typically from $4D^2/\lambda$ to about $10D^2/\lambda$. For electrically large antennas, operating at frequencies between 4 and 30 GHz, the range length could be several kilometres. Ground reflections, high towers, high powers needed and the dependance on weather conditions are the disadvantages.

For indoor measurements the far-field technique is often used in anechoic chambers. Electrically small antennas (feeds, small reflectors) can be measured directly at these ranges. These measurements are, however often less accurate than is assumed [1].

There is, however, another method which allows indoor measurements under far-field conditions. The Compact Antenna Range (often C.R.,short for Compact Range) collimates the radiation from a point or line source by means of a lens or a parabolic reflector. The test antenna located close to the latter is then illuminated by a wave front which is approximately uniform in amplitude and phase. Let us, for example, assume that we are able to collimate the beam within a cone $2\theta_o = 20^o$, having a uniform amplitude distribution across the latter. According to GO we find a 'plane-wave zone' with a diameter of 2 metres, provided the collimation takes place at a distance of 5 metres from the source. The amplitude taper due to the space loss is about 0.07 dB. Since GO is used in this consideration, such design is basically independent of frequency. It should be noted that the effect of diffraction at the edges of the collimator are not considered here.

Although some attempts have been made using a lens for Compact Range design, reflectors are preferred for practical applications (Fig. 1).

Theoretical and experimental investigations into Compact Ranges have been carried out by several authors. Johnson [2] has described two such ranges. The point-source range consists of a reflector of revolution and a spherical source. The feed illuminates the upper half of the reflector (a conventional dish may be used). The line source range consists of a parabolic cylindrical reflector and a line feed (hoghorn type). Such a range posesses some mechanical advantages, but is unsuitable for wide - band operation. Moreover, the polarisation of this C.R. is fixed. The application of the C.R. to measurements of tracking antennas has been described by Hansen [3]. Results of experimental investigations of a Scientific Atlanta Compact Range are given by Johnson and Hess [4].

However, it is known that this solution has certain disadvantages. High system cost and limited physical dimensions of the test area (d=120cm) are seen to be the main obstacles to wide use of these devices. Further increase of the test-area dimension would require a very

large reflector, while higher upper frequency limit can only be achieved by improving the reflector surface accuracy. On the other hand, low reflectivity and very low variations in phase make high performance measurements possible.

A new class of Compact Ranges has been described by Vokurka [5], [6], [8]. This system consists of two parabolic cylinders positioned perpendicular to each other (Fig. 2). When illuminated by a spherical source the resulting wave front in the aperture of the main reflector will have a plane-wave character. Such a system is very suitable for the offset arrangement which is required in our case. First, primary source may be pointed in any direction fixed by angles θ and ϕ. Further, the subreflector and the feed can both be rotated about the local line F_2, which is identical with the image focal line F_1'. Due to the increased focal length the uniformity of the amplitude distribution across the final aperture is increased considerably compared to conventional design. According to the reflector geometry, the cross-polarization is to be expected at very low levels (-35dB); naturally the latter depends also on the feed characteristics. It may, therefore, be possible to use this C.R. for accurate cross-polar measurements.

Due to the fact that this design is based on geometrical optics, operation in a very wide band may be expected. The upper frequency limit depends on the reflector surface accuracy. Recently, experimental measurements have been carried out at 70 GHz. The reflector surface accuracy realized in this case was 0,03 mm. Therefore, it is expected that such a range will operate up to 90 GHz without performance degradation.

Although the measured pattern agrees very well with that which could occur at infinite distance, further improvement is possible since the phase and amplitude of the antenna response, as well as of the wave front illuminating the test antenna, are known.

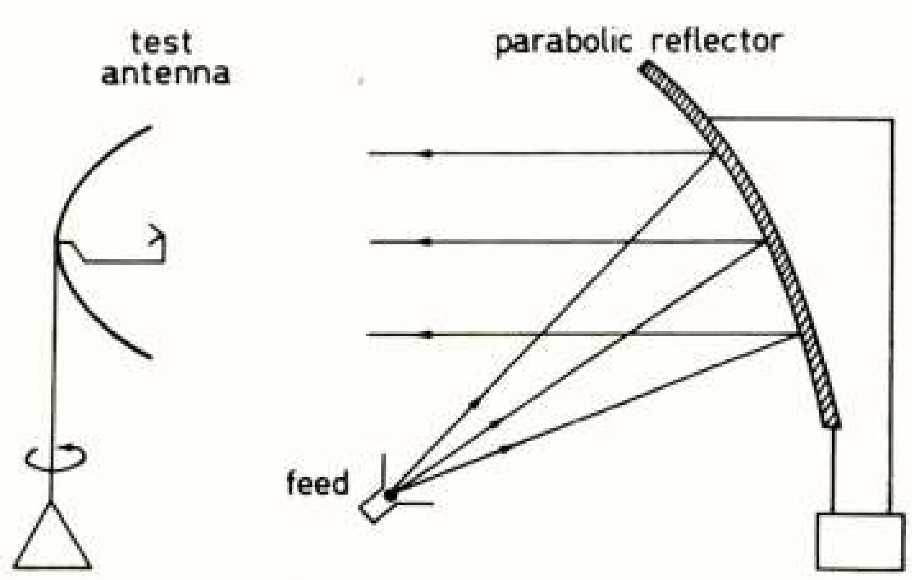


Fig. 1: Single-reflector Compact Antenna Range.

An asymmetrical 'plane-wave zone' can be created to the reflector geometry. The range can be thus tailored to some particular application. Reflectivity below -60dB has been measured with the first experimental model.

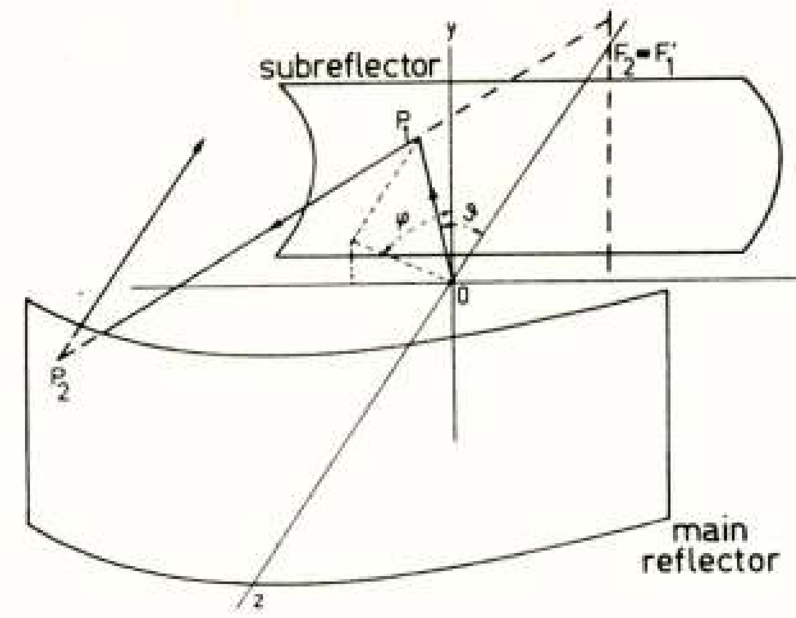


Fig. 2. Double-crossed parabolic cylinders, basic geometry.

Summarizing, Compact Ranges are eminently suitable in indoor antenna measurements for various applications (Photograph 1). The measurements are carried out directly under similar conditions as in the far-field. High performance measurements are possible mainly due to low phase variations (typically $\pm 2^{o}$) over the test area and very low reflectivity level. Applying the concept of two crossed parabolic cylinders, considerable improvements may be achieved for cross-polarisation and compactness of the range. For the same size of plane-wave zone, the compact range reflector will be approximately half (in linear dimension) of the corresponding design with a single offset reflector. The manufacture of cylindrical reflectors is also simpler than that of double-curved surfaces.

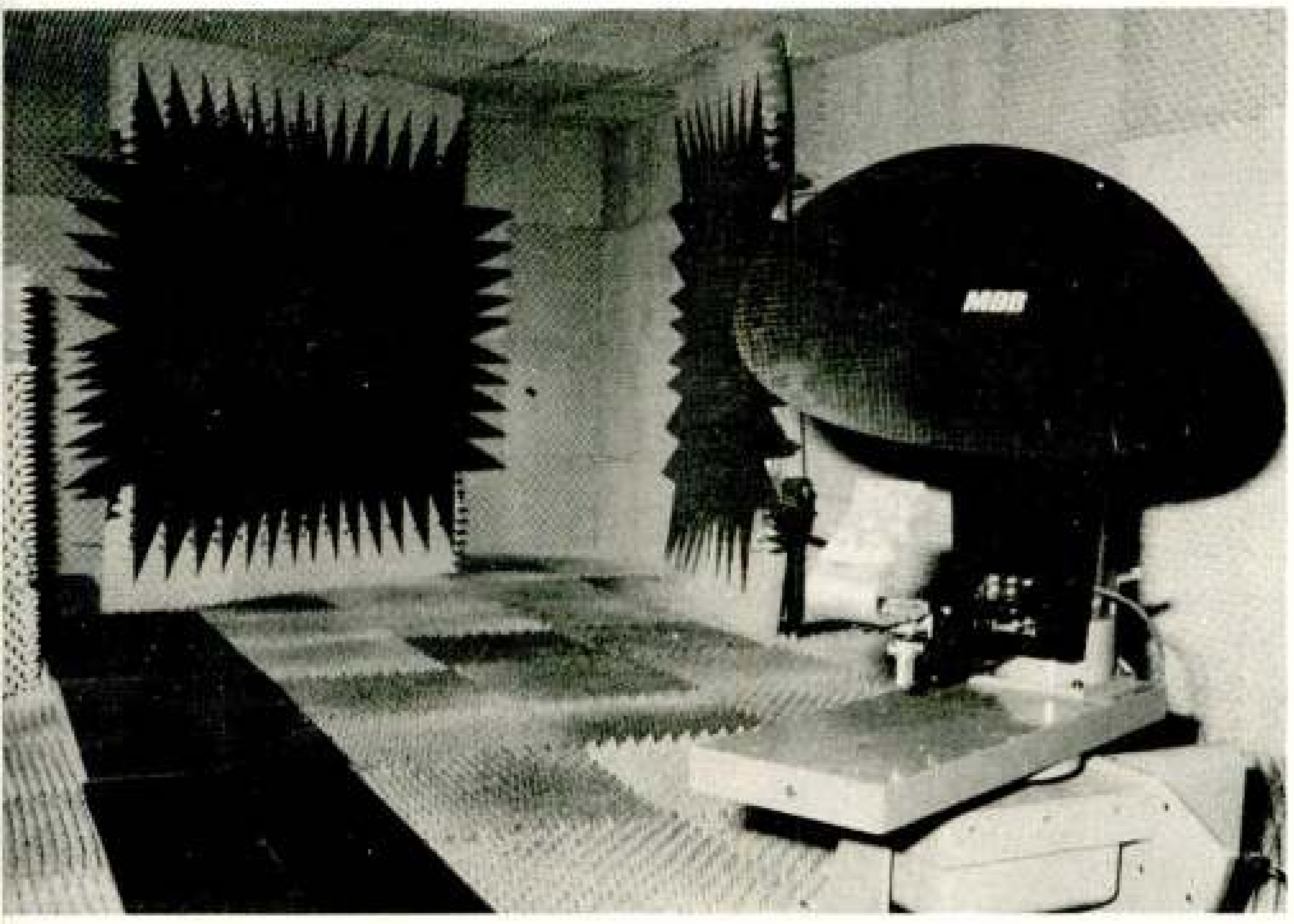
Another technique for determining the far-field radiation characteristics indoors is that of near-field scanning. The far-field characteristics are then determined numerically. These techniques have been developed over the past 15 years and in some particular cases they offer important advantages when compared with the classical far-field approach [9]. Planar, cylindrical and spherical scanning are three possible arrangements. A comparison of the techniques is given, for instance in [1]. A choice of one of these methods will mainly depend on the geometry of the test antenna. However, both the mechanical stability and alignment could cause serious problems in particular at higher frequencies (above 10 GHz). Moreover due to the main disadvantage of these methods, namely the long time needed for scanning and computing the radiation pattern, their suitability for development testing (which is usually time-consuming) is questionable.

In Table 1. the methods mentioned above are compared. We observe that no single measurement technique will be ideal for general use. For instance, for measurements on large-phased arrays [9] planar scanning has proved its suitability and it saves a considerable amount of time. In other applications, the same technique might be unsuitable just because of its time-consuming character, for instance on account of the large number

of repeated measurements during development test on satellite antennas. In the case of the latter, direct indoor measurements under the far-field conditions are probably most attractive. Compact Range arrangement consisting of reflectors with a very high degree of surface accuracy and improved cross-polarisation will be needed in view of the wide frequency range and the antenna characteristics.

CHARACTERISTICS	FAR FIELD OUTDOOR	NEAR FIELD COMPACT RANGE	NEAR FIELD PLANAR	NEAR FIELD CYLINDRICAL	NEAR FIELD SPHERICAL
Real Estate/Structures	Range length $2D^2/\lambda < R < 10D^2/\lambda$ Towers 3 axis precision positioner	Anechoic room RF Absorber (100 %) 3 axis precision positioner	RF Absorber (15 %)	Anechoic room (all three) RF Absorber (20 %)	RF Absorber (20 - 100 %)
Instrumentation/software	Weatherized test terminal Broadband radome Data collection system	C.R. Reflector(s) Error analysis (optional) Data collection system	2-dim scanner	1-dim scanner 2 axis positioner Control software (all three) Error analysis (all three) Data collection system (all three) Analysis software (all three)	3 axis precision positioner
Operational Constraints	Wind & Weather Safety Security Logistics	None		Large scan times (all three)	
Performance Constraints	Ground reflections Rain attenuation	Reflector tolerances Quality of feed pattern		Scanner and/or positioner tolerances (static & dynamic) (all three) Inefficient for early development tests (all three)	
Overall Relative Cost Estimate	5 (Highest)	1 (Lowest)	2	3	4

Table 1: Comparison of near-field and far-field techniques.



Photograph 1: C.A.R. with two crossed-parabolic cylindrical reflectors. Antenna under test is a contoured-beam antenna for satellite applications (courtesy of MBB, Munich).

2. GENERAL DESIGN CONSIDERATIONS

In developing new Compact Ranges, a number of aspects are to be considered. The following are the most important:

a) stray radiation level,
b) efficiency factor,
c) shape and dimensions of the plane-wave zone,
d) cross-polarisation level,
e) optimum feed design,
f) reflector surface accuracy,
g) operational frequency range.

Stray radiation - which is unwanted radiation that reaches the test area, is the most important of the effects with an influence on C.R. performance. In conventional far-field outdoor ranges the reflections from the ground and direct test-area environment play a significant role. In the Compact Range, however, more effects have to be eliminated. Diffraction at the feed, its supports and reflector edges are of primary interest. Other sources of unwanted radiation from the feed are important for high-performance ranges. Most of these effects can be successfully eliminated. Proper use of absorbent material, rolled edges or serrations significantly improves range performance. The geometry of the system, primary feed-radiation pattern and the amount of spill-over energy will also affect the performance of the Compact Range since unwanted stray radiation cannot be fully eliminated. These aspects will therefore determine theoritical performance of a particular C.R. design.

The efficency factor, which is the ratio of the test-area diameters to C.R. reflector diameter will determine the physical size of the Compact Range for the required test-area dimension. The axial location of the test-area is important for the performance and compactness of the system. The application of long focal distances to present single-reflector C.R. does not seem possible, since the test antenna cannot be located between the feed and C.R. dish. On the other hand, short focal distance (low F/D ratio) causes a relatively strong amplitude taper across the C.R. aperture due to the space attenuation and tapered feed pattern. The only possible correction of this effect, namely a modified feed pattern, is difficult to realise and would result in narrowing of the applicable frequency band.

Due to the fact the dual-cylindrical reflector C.R. has a relatively large focal length, it is possible to illuminate the reflector edges at about -1dB. Consequently, this will result in a larger test-zone area (up to 2x) for the same C.R. dimension.

Shape and dimensions of the plane-wave zone will depend on particular applications. Existing Compact Ranges are mainly suitable for measurements on antennas with a circular aperture. For other applications, where an asymmetrical plane-wave zone could be preferred, for instance radar antennas, arrays or antennas including the direct environment (satellite body, etc.), the present design of the Compact Range with circular plane-wave zone cannot operate efficiently. An increase in size of the plane-wave zone will bring a rapid rise in cost, given that the upper frequency limit and the efficiency factor remain unchanged.

As already mentioned, dual-cylindrical reflector geometry is eminently suitable for producing of symmetrical as well as asymmetrical aperture images. Therefore,

the range can be tailored to some particular application.

Cross-polarisation level across the test zone plays a very important part, for instance in satellite-antenna design where a very low cross-polar is required. For accurate cross-polar measurements a high polarisation purity of the incident field will be needed. The (unwanted) cross-polar component can be caused by:

1. feed characteristics,
2. diffraction effects.

3. OFF-SET REFLECTOR GEOMETRY

The first-mentioned contribution can be eliminated by a properly designed feed, having very good characteristics close to the boresight. Since the reflector edges are seen at angles corresponding to about -1dB beamwidth, the cross-polar maximum will occur outside the test zone.

Possible depolarisation due to the diffraction can be minimized in a similar way as for the co-polar component, i.e. carefully designed serrations, proper use of absorber etc.

Finally, the cross-polar contribution due to the off-set geometry cannot be eliminated in a simple way. However, due to the fact that both the off-set angle and the cone illuminating the subreflector are small, the cross-polar component can be kept below -50dB, which is acceptable for most application.

Optimum feed design is one of the most important design aspects due to its direct influence on the reflectivity, cross-polar and the field uniformity (in phase and amplitude) across the test zone. According to the range geometry, we would require a feed pattern which is almost uniform within a cone of about 20 degrees and having low spill-over outside this region. In particular, the radiation beyond 80° should be kept as low as possible, in order to minimize the direct radiation into the test zone. A corrugated conical horn with flare angle of about 20° seems to be the best candidate. A typical radiation pattern is shown in Fig. 3. We observe that the power pattern shows a high degree of uniformity within approximately 20°. At 90° the power level drops to about - 40dB which is acceptable for our application. The phase deviations are less than 2 degrees in the central region.

Finally, low V.S.W.R. is of great importance due to possible interaction between the test antenna and C. R.

Reflector surface accuracy. It has been pointed out in [14] that the fractional change in amplitude at the observation point will be $8\Delta/\lambda$, where Δ is the maximum deviation of the reflector and λ is the wavelength. For a maximum deviation of 0.007λ, variations of approximately 0.5dB are found across the test area. At 30GHz, for instance, the reflector surface accuracy should be better than 0.07 mm. A more complete analysis of the effects of reflector surface distortions are given in [17]. In general, distortions which are large in terms of wavelength will have a greater effect on the C.R. performance. Cylindrical surfaces used here have an advantage of easier and cheaper manufacture than double-curved surfaces. Deviations of the reflector profile from a true parabolic cylinder are less than 0.02 mm. Consequently, the upper frequency limit is about 100 GHz.

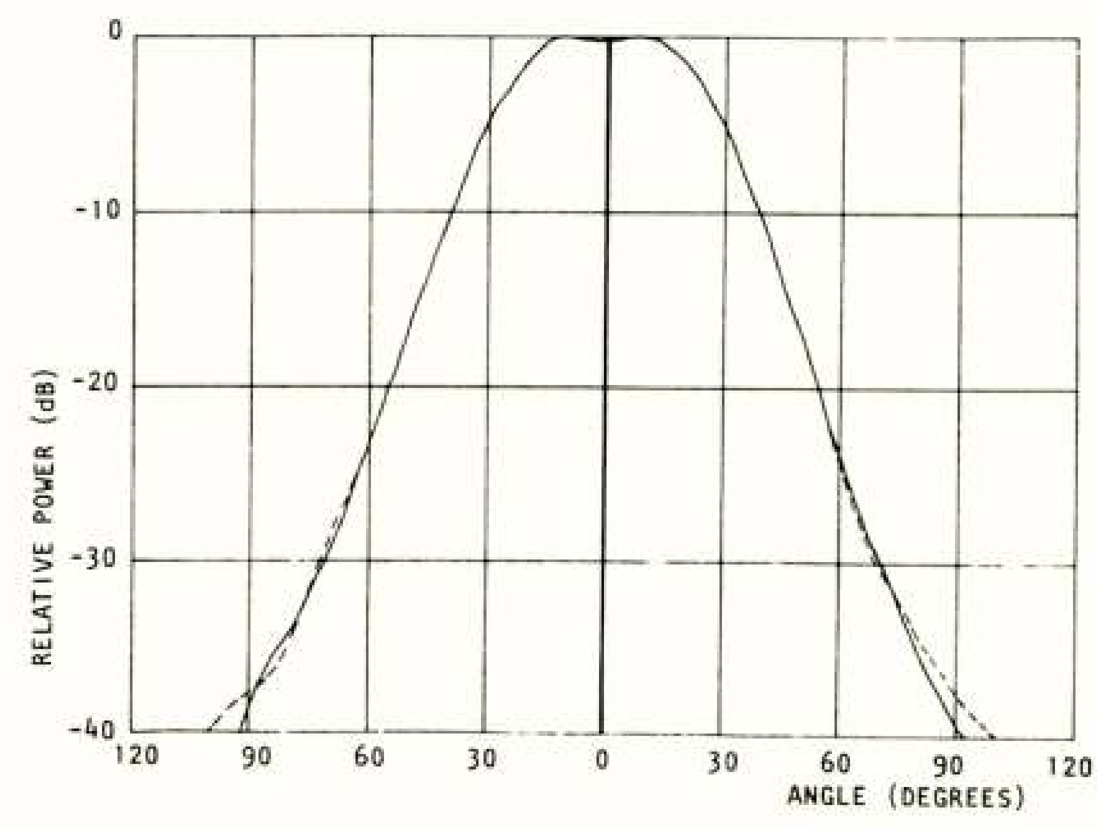


Fig. 3: Typical far-field pattern of corrugated conical horn for C.A.R. application.

Operational frequency range. Although the Compact Range is basically frequency independent device, there is a number of limitations which are to be taken into account. First, the feed will be frequency dependent (co- and cross-polar performance). In cases where very accurate measurements are required, the useful bandwidth of a single feed will be limited to about 20%. For less accurate measurements the useful bandwidth could be approx 50%. The lower frequency limit will be determined by the size of the serrations. It has been proved by experiments that the serrations which are approximately 3-4 wavelength long give a very good protection against unwanted diffraction effects. On the other hand, the upper frequency limit will depend mainly on the reflector surface accuracy. Finally, the absorber which is used will be a limiting factor for wideband operation.

3. EXPERIMENTAL INVESTIGATION

In order to determine the suitability of the Compact Antenna Range for various applications, an experimental study for three different reflector antennas (highly-shaped, shaped and a contoured-beam antenna) has been carried out.

The test procedure reads as follows:

a) Calibrating of the Compact Range with a planar scanner. The following characteristics are recorded: copolar, cross-polar and phase patterns. In most cases these measurements are carried out with an open waveguide (O.W.) and a standard gain horn (S.G.H.).

b) The far-field characteristics of the test antenna are measured on the Compact Range. For determining the reflectivity level, the pattern comparison method is applied, i.e. the measurements are repeated at different axial distances.

c) Reference measurements are taken on the outdoor range with R = 180mm.

A. HIGHLY-SHAPED BEAM ANTENNA

This antenna produces a highly-shaped beam with a maximum at about 65° off axis.

Technical data:

Circularly symmetrical reflector, two feed supports.
Diameter: 42 cm,
Frequency: 12.05 GHz,
Feed: corrugated horn,
Polarisation: LHC.

Some of the experimental data are shown in Fig. 4. We observe that there is an excellent agreement in copolar characteristics in the angular region $-108^o<\theta<108^o$. The copolar measurements are repeated at 7 different axial distances. Variations in the copolar patterns indicate that the reflectivity level is below -50dB. Accurate measurements of the crosspolar performance were not possible in this case due to the quality of the polarizer. Although the common far-field criterion $2D^2/\lambda$ corresponds to about 14 metres and the antenna could thus be measured on some indoor far-field ranges, the advantages in using a Compact Range are evident. Better reflectivity and a more accurate pattern prediction over a wide angular range are of great importance for this particular type of reflector antennas.

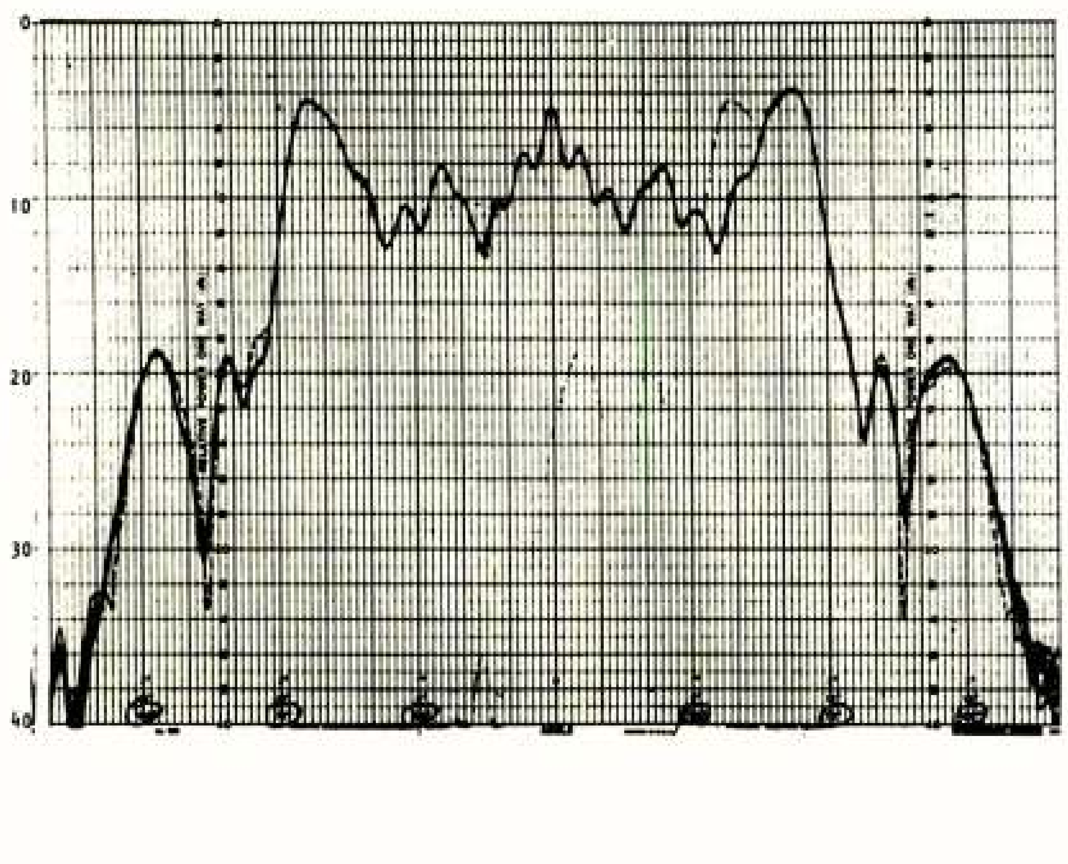


Fig. 4: Highly-shaped beam antenna, LHCP, f = 12.05 GHz, feed supports in horizontal position, azimuth pattern, ——CR, --- FF.

B. COUNTOURED BEAM ANTENNA (CBA).

Technical data:

Off-set reflector, elliptical aperture.
Dimensions: 85 x 46 cm,
Frequency: 12.0 GHz,
Feed: four-horn type, Σ and Δ chanels,
Polarisation: linear.

For this antenna, $2D^2/\lambda$ corresponds to approximately 60 metres. For accurate pattern prediction, however, a larger distance will be required, for instance $6D^2/\lambda$. Naturally, an outdoor range will be needed for measurements of the far-field characteristics. In Fig. 5 the C. R. characteristics are shown. We observe that both amplitude and phase have a high degree of uniformity across the test antenna. Also shown are the differences when O. W. or S.G.H. are used as probes. In Figs. 6 and 7 azimuth patterns for the sum and difference patterns are given. The agreement with outdoor data is excellent for both co- and cross-polar patterns. For the elevation pattern (Fig. 8) a small disagreement was found between 4 and 6 degrees. This error is caused by mechanical instability of the feed tower. The outdoor range is slightly elevated (4°) and the boresight measurements are carried out in a different antenna position when compared to C. R. measurements. By the pattern comparison method a reflectivity level below -65dB has been measured.

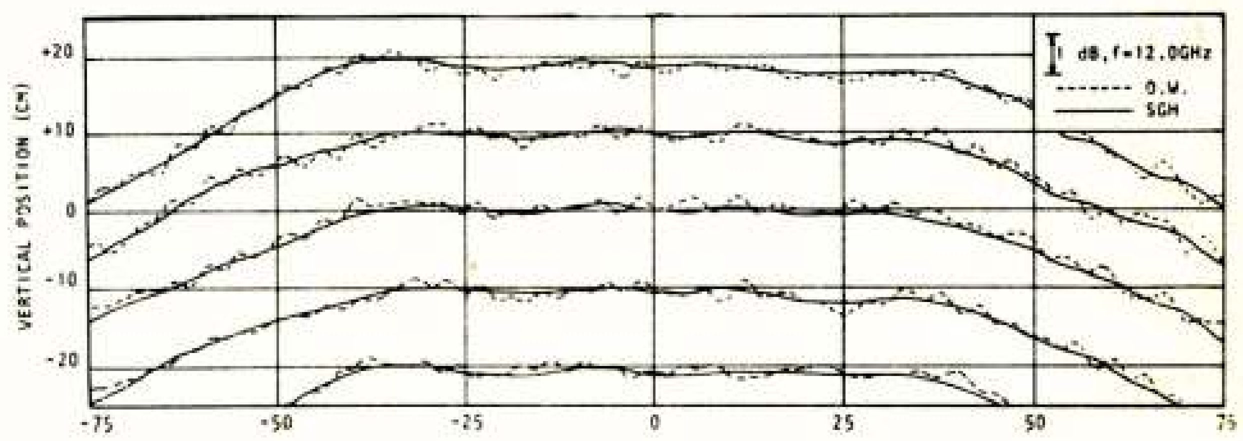


Fig. 5a: Compact Range characteristics, (A) amplitude.

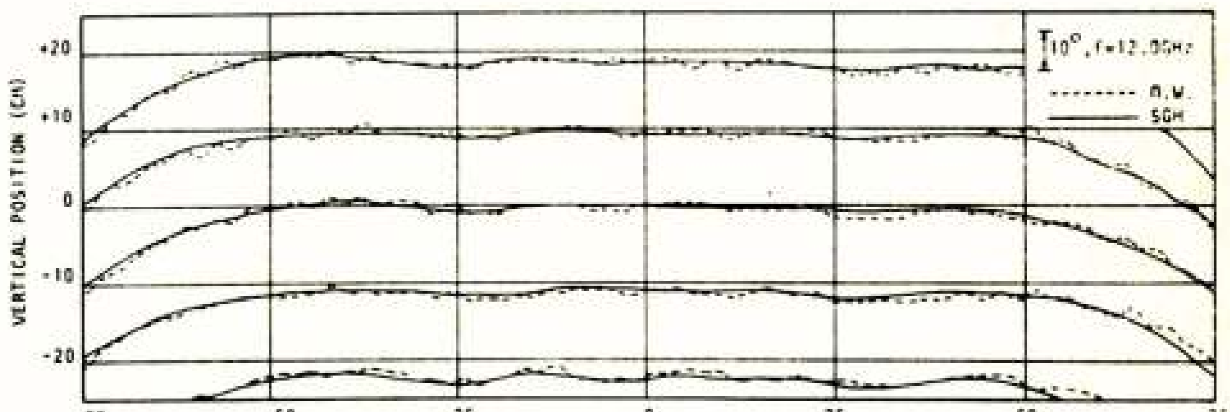


Fig. 5b: Compact Range characteristics, (B) phase.

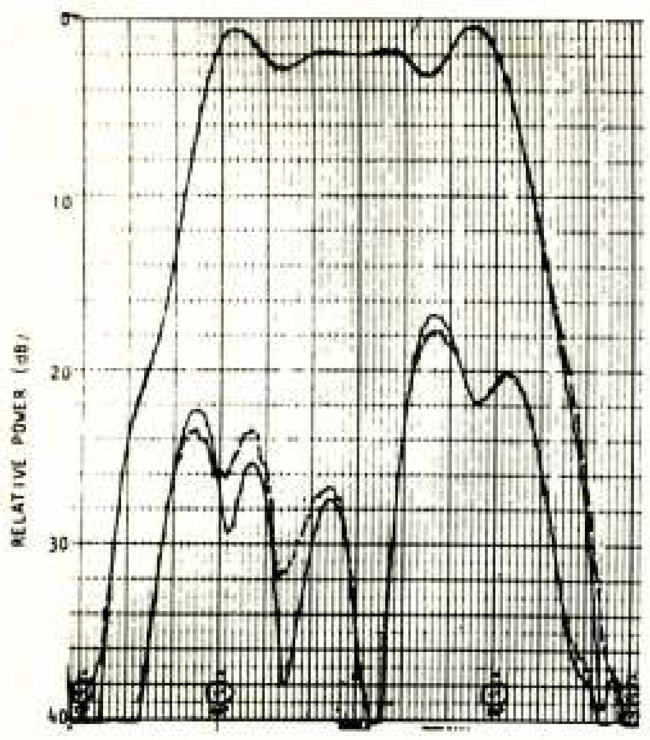


Fig. 6: CBA, Σ pattern, f=12.0 GHz, ——CR, ---FF, hor. pol., az. pattern.

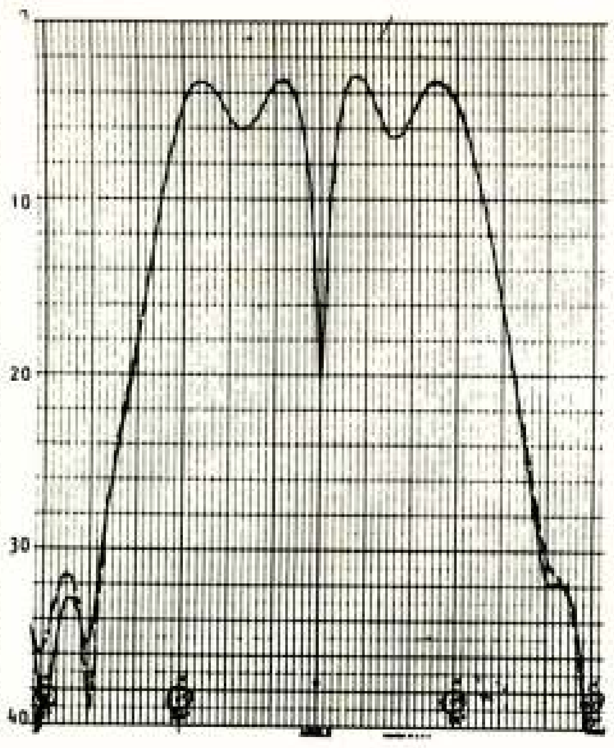


Fig. 7: CBA, Δ pattern, f=12.0 GHz, ——CR, ---FF, hor. pol., az. pattern.

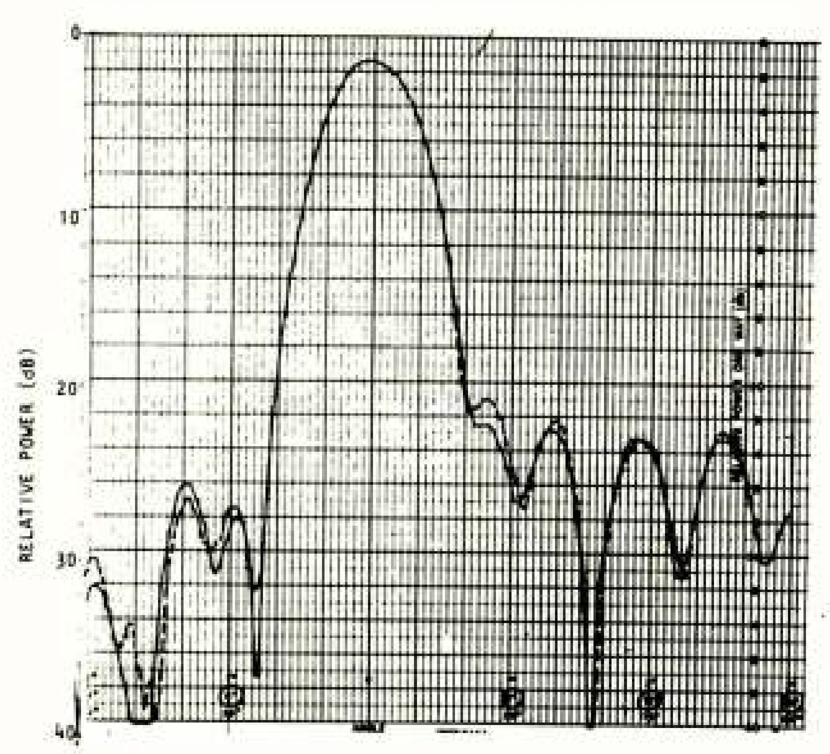


Fig. 8: CBA, Σ pattern, f=12.0 GHz, ——CR, ---FF, hor. pol., elevation pattern.

C. OTS-TX ANTENNA

Technical data:

Front-fed shaped reflector,
Diameter: 32 cm,
Frequency: 14.0 - 14.5 GHz,
Polarisation: dual-linear, two orthogonal ports.

This antenna has been chosen because of its very good cross-polarisation performance. Characteristics of the Compact Range are similar to those of Fig. 5. Far-field characteristics of the test antenna (at 14.25 GHz) are given in Figs. 14 to 19. We conclude that there is an excellent agreement in co-polar as well as cross-polar patterns. Small errors in the cross-polarisation (at levels between -30 and -60dB) are caused mainly by disalignment. As in the previous case, the reflectivity is found below -65dB.

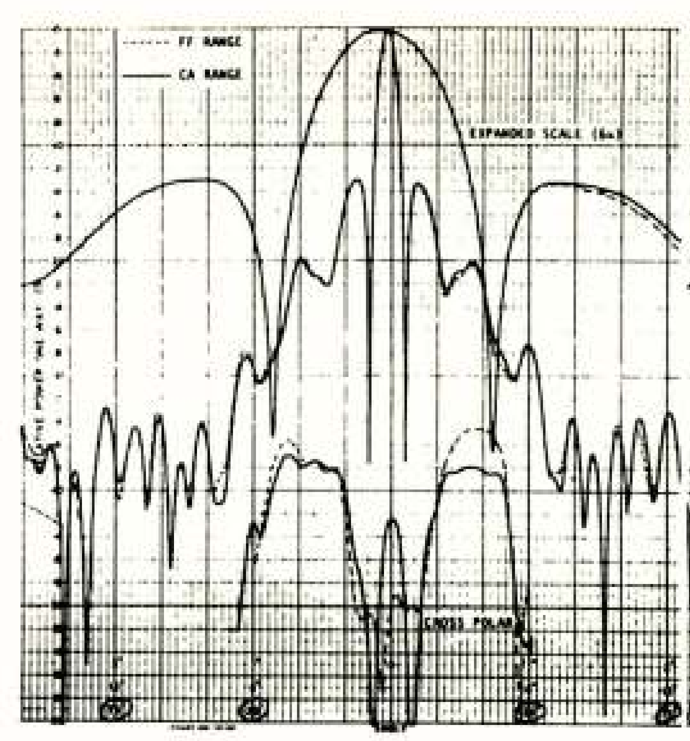


Fig. 9: OTS antenna, 14.25GHz support vert.pos., par.pol.

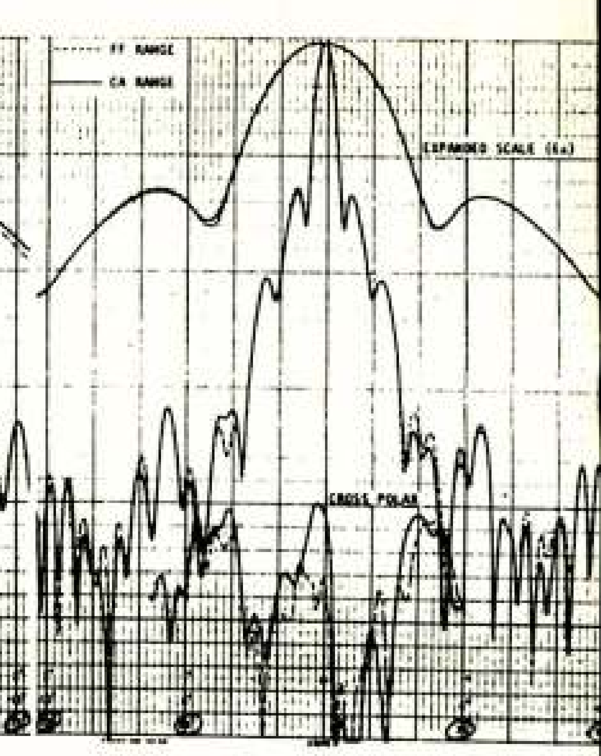


Fig. 10: f=14.25GHz, su port vert.pos., perp.pol

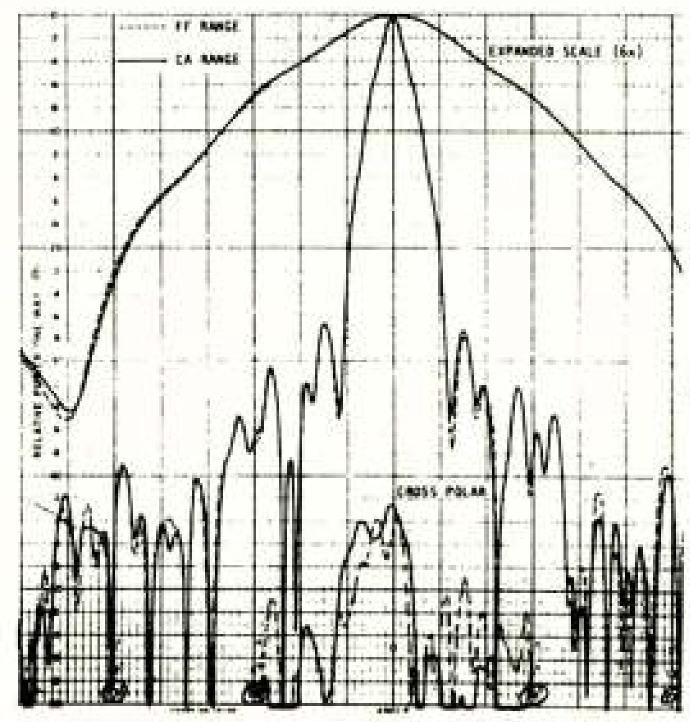


Fig. 11: OTS antenna, 14.25GHz support hor.pos., par. pol.

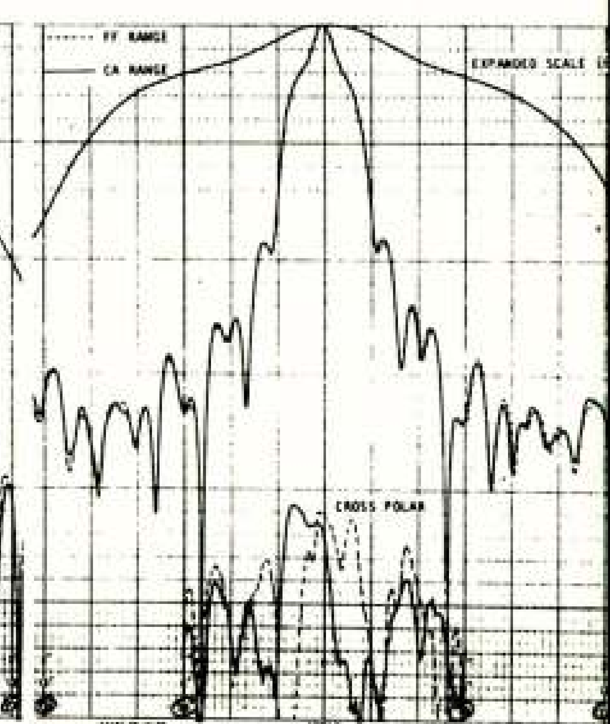


Fig. 12: f=14.25GHz, support hor.pos., perp.pol.

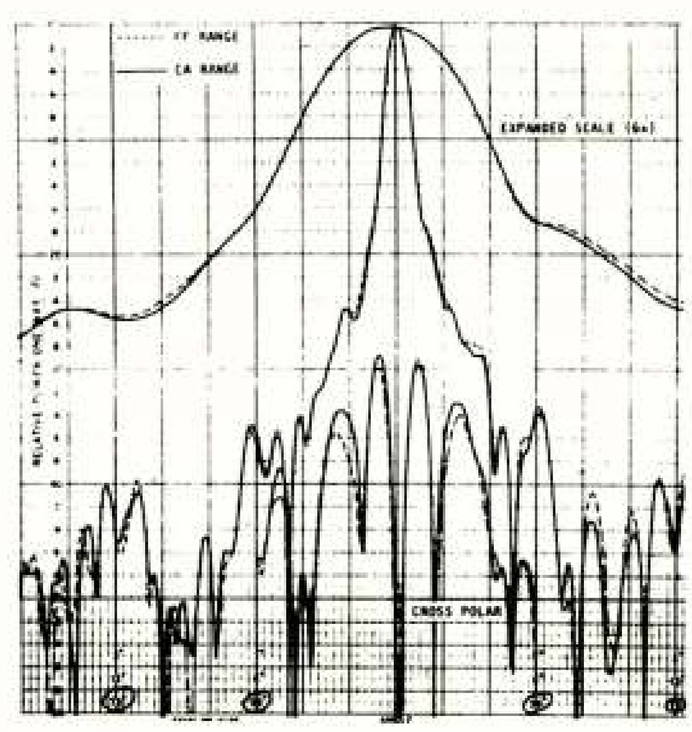


Fig. 13: OTS antenna, 14.25GHz support 45°, par. pol.

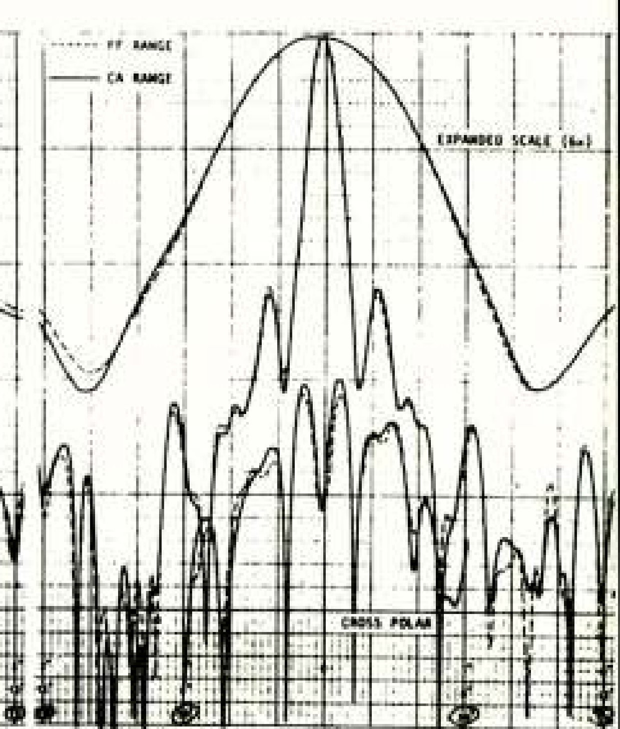


Fig. 14: f=14.25GHz, support 45°, perp. pol.

4. PERFORMANCE COMPARISON OF TWO COMPACT RANGES WITH DIFFERENT GEOMETRY

At present, Compact Antenna Range consisting of a single parabolic reflector is commercially available (Scienti-

fic-Atlanta). Its performance, in particular at frequencies below 18 GHz is very good and such a range is suitable for a large number of applications. On the other hand, limited dimensions of the plane-wave zone (120 cm) large C.R. reflector (4.9 x 4.7 m) and a decreasing performance at higher frequencies are the main disadvantages. As already mentioned, most of these disadvantages can be eliminated by applying a dual-reflector geometry.

In Table 2 a performance comparison is given for the two above-mentioned ranges. We conclude that for all critical parameters the dual-cylindrical reflector C.A.R is superior to the single-reflector design. For purpose of illustration, a front view of both ranges is shown in Fig. 15. We observe that for the same test antenna diameter (120 cm) the C.R. with two cylindrical reflectors is considerably smaller (approx. 2 x in linear dimension). Consequently, considerable savings will be achieved as to the cost of the test facility. Furthermore, increasing the size of this C.R. will be possible; indoor measurements on large antennas up to about 3 metres in diameter (or even larger) may be seen as realistic for the near future.

Table 2: Comparison of two Compact Ranges.

	Scientific-Atlanta C.A.R.	[1]Dual-cylindrical reflector C.A.R
Test Antenna diameter	1.22m	1.22m
Frequency range	4-18 GHz	4-18 GHz
Amplitude taper	0.5dB typical	0.25dB max.
Total variation about the overall taper	4-8 GHz ≤ 1dB 8-12 GHz ≤ 0.5dB 12-18 GHz ≤ 0.3dB	4-8 GHz ≤ 0.3dB 8-12 GHz ≤ 0.5dB 12-18 GHz ≤ 0.3dB
Total phase variation	<10 degr. (max.) <5 degr. (typical)	<4 degr. (max.)
Maximum extraneous signal level	3.9 - 5.8 GHz, -25dB[2] 5.8 - 8.2 GHz, -30dB[2] 8.2 - 18 GHz, -35dB[2]	4-8 GHz, -50dB 8-12 GHz, -50dB 12-18 GHz, -55dB
Cross polarisation	-25dB (-35dB typical)	-35dB max.
Overall dimensions	4.9m (H) x 4.7m (W)	2.5m (H) x 2.7m (W)[3] 2.5m (H) x 2.4m (W)[4]
Weight	2270 kg	580 kg
Anechioc chamber dimension	6m(H) x 6m(W) x 12m(L)	3.0m(H)x3.6m(W)x8m(L)

Note: Data shown above have been recorded with a standard gain horn (S-A range); in case of the dual-cylindrical reflector C.A.R. an open waveguide was used as probe. Consequently, differences in performance might be greater than shown.

1. Data are based on experiments with a 2-metre range. Scaling 1:1.25 is applied.
2. Maximum values. Typical extraneous signal level is 5-10dB lower.
3. Main reflector.
4. Subreflector.

In conclusion, the Compact Antenna Range with two cylindrical reflectors is eminently suitable for applications where direct measurements of far-field antenna patterns are preferred. High degree of accuracy in pattern measurements can be realized for various antenna types, including those for space applications.

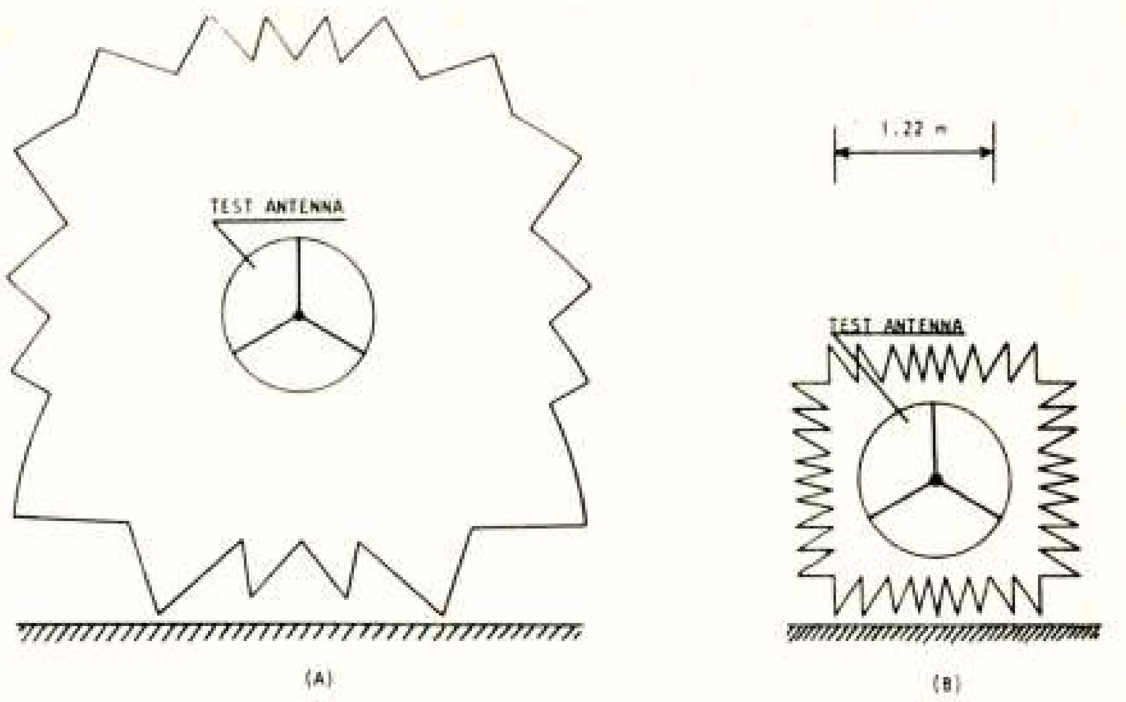


Fig. 15: Comparison of two Compact Ranges for a test antenna with d=122 cm. (A) Scientific-Atlanta C.R., (B) C.R. with two cylindrical reflectors.

REFERENCES

[1] P.F. Wacker and A.C. Newell - Advantages and disadvantages of planar, circular and spherical scanning, Proc. ESA workshop on Antenna Testing Techniques, p.p. 115-121, 1977.

[2] R.C. Johnson et al. - Compact range techniques and measurements, IEEE Trans. Ant. Propagat. Vol. AP-17, p.p. 568-576, 1969.

[3] R.C. Hansen - Evaluation of near-field compact ranges for measurements of tracking antennas, IEEE Trans. Ant. Propagat. Vol. AP-23, no. 3, p.p. 329-334, 1975.

[4] R.C. Johnson and D.W. Hess - Performance of a compact antenna range, Proc. AP-S Symposium, p.p. 349-352, 1975.

[5] V.J. Vokurka - New compact range with cylindrical reflectors and high efficiency factor, Proc. Electronica 76 Conf., München, Germany 1976.

[6] V.J. Vokurka - Feeds and reflector antennas for shaped beams, Dr. Thesis, Eindhoven, 1977.

[7] M.J. Gans - Cross polarisation in reflector type beam waveguides and antennas, BSTJ, Vol. 55, no. 3, p.p. 289-316, 1976.

[8] V.J. Vokurka - Compact antenna range performances at 70 GHz, Proc. AP-S Symposium, p.p. 260-263, 1980.

[9] Aegis near-field antenna test system, Final report NAVSEA MT S-475-77, NOSC TR 499, June 1980.

OTHER RELATED REFERENCES

[10] T.G. Hickman and R.C. Johnson - Boresight measurements utilizing a compact range, Abstract 1972 Spring USNC/URSI Meet. Washington D.C., April 13-15 p. 11, 1972.

[11] H.L. Basset and H.A. Ecker and R.C. Johnson and

A.P. Sheppard - New Techniques for implementing microwave biological-exposure systems, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, p.p. 197-205, 1971.

[12] R.C. Spencer et al. - Double parabolic cylinder pen cil beam antenna, IRE Trans. Ant. Propagat., p.p. 4-8, 1955.

[13] C. Dragon - An improved antenna for microwave radio systems consisting of two cylindrical reflectors and corrugated horn, BSTJ, Vol. 53, no. 7, p.p. 1351-1377, 1974.

[14] R.C. Johnson, H.A. Ecker and J.S. Hollis - Determination of far-field antenna pattern from near-field measurements, Proc. IEEE, Vol. 61, no. 12, p.p. 1668-1694, 1973.

[15] W.H. Kummer and E.S. Gillespie - Antenna Measurements, Proc. IEEE, Vol. 66, no. 4, p.p. 483-507, 1978.

[16] L.D. Bakhrakh et al. - Determination of Parameters of Antennas illuminated by a Nonplanar Wave, Radio Eng. and Elec. Physics, no. 12, p.p. 1-8, 1975.

[17] K. Bhan and A.D. Olver - Influence of Reflector Surface Distortions on the Performance of a Compact Antenna Range, Final Report no. 2042/061/RL, Queen Mary College, 1979.

Voordracht gehouden op 8 april 1982 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 305), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

DE PLANAIRE NABIJE-VELD ANTENNE MEETMETHODE

Ir. C.G.M. van 't Klooster
Physisch Laboratorium TNO

The planar near-field antenna measurement technique is one of the near-field techniques, which offer an alternative to the conventional outdoor and indoor antenna ranges. In the near-field technique the amplitude and phase of the tangential electrical field components are measured at points in a regular grid on a surface close to the antenna. Far-field characteristics like the radiation pattern, the gain and the polarisation can be calculated from the measured data. The near-field technique can be called planar, cylindrical or spherical according to the shape of the surface on which the measurement is done. The planar method is best applied to directive antennas. It is the recommended technique to measure phased-array antennas. The planar method will be outlined in this paper and some preliminary results are presented, which are obtained from a planar near-field facility under development at the Physics Laboratory TNO in The Hague.

INLEIDING

Antennes worden gebruikt voor de omzetting van geleide electromagnetische (em-) golven in ruimtelijke em-golven en vice-versa. De meeste antennes gedragen zich identiek in de zend- en ontvangstsituatie voor wat betreft de omzetting. De antenne wordt dan reciprook genoemd en we kunnen volstaan met meting van de antenne-eigenschappen in één van beide situaties. Tenzij anders vermeld beperken we ons tot reciproke antennes en veronderstellen we de door te meten antenne in de zendsituatie. In het algemeen is de afstand tussen de plaats waar de ruimtelijke em-golven gewenst zijn en de antenne erg groot in vergelijking met haar afmetingen: tussen een antenne op een satelliet en een grondstation op aarde, tussen een radarantenne en het te volgen doel, tussen twee antennes in een straalverbinding, etc. Voor de karakterisering van de antenne worden daarom parameters gebruikt welke zijn gebaseerd op werkomstandigheden: de zgn "verre-veld" parameters (VV) zoals antenne-winst, het stralingsdiagram, de polarisatie, etc. Het meten van de parameters vindt op de conventionele wijze plaats op een "verre-veld" meetbaan. De afstand R tussen de door te meten antenne en de meetpost op de meetbaan is dan zo groot, dat de metingen representatief zijn voor de gebruiksomstandigheden. Een sinds lang aanvaard kriterium voor de grootte van R luidt:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} ,$$

waarin D de maximale antennediameter is en λ de golflengte van het em-veld. (S. Silver, 1949).
Zo vinden we voor een antenne met D = 3 m bij een frequentie van 6 GHz, dat R $\geq$ 360 m moet zijn. De meetresultaten zijn in het algemeen acceptabel, als aan dit kriterium is voldaan. Wanneer men nauwkeuriger wil meten, moet men R groter kiezen. Op de meetbaan neemt men de locatie voor de antenne en de meetpost zo hoog mogelijk, bijvoorbeeld op torens of hoge gebouwen, om te voorkomen dat grondreflecties de metingen beïnvloeden. Dit kan soms problemen met zich meebrengen voor metingen aan grote en/of ingebouwde antennes, omdat deze minder gemakkelijk op de meetbaan kunnen worden geïnstalleerd. Dit probleem is ook aanwezig voor metingen aan een meer gecompliceerde antenne met enige randapparatuur, zoals een phased-array antenne. Zo'n antenne bevat zeer veel kleine stralende elementen (H.J. van Schaik, 1979). De fase tussen de elementen onderling kan met een computer ingesteld worden, zodat de bundelrichting van de antenne onder computerbesturing staat. Omdat de instelling electronisch, dus zeer snel, plaatsvindt, wordt de bundelrichting nagenoeg traagheidsloos gewijzigd, zodat in zeer korte tijd zeer veel richtingen in willekeurige volgorde kunnen worden bediend. Dit in tegenstelling tot de situatie bij de conventionele reflectorantennes, waarbij de bundelrichting gewijzigd wordt door een mechanische draaiing van het antennesysteem. Laatstgenoemde antennesystemen kunnen dan ook nooit veel bundelrichtingen bedienen in korte tijd. Het meten aan een phased-array antenne op een VV-meetbaan is niet alleen onpraktisch vanwege de boven genoemde installatiebeperking, maar ook vanwege het grote aantal metingen, dat verricht moet worden om het gedrag van de antenne te leren kennen bij diverse bundelrichtingen. Verder is het weer, zeker in Nederland, een belangrijke, soms belemmerend werkende factor voor metingen op de VV-meetbaan.

De laatste jaren is er gezocht naar alternatieven voor de VV-meetmethode. Op dit moment komen de "Compact Range" (CR) en de "nabije-veld" (NV-) methoden naar voren als alternatief. Bij de CR wordt met behulp van één of meer reflectoren de straling vanuit een bron zo gebundeld,

dat er een vlakke golf ontstaat binnen een testzone, waarin de te testen antenne kan worden doorgemeten volgens hetzelfde meetprotocol als op de VV-meetbaan. De doorsnede van de testzone is kleiner (ca 50%) dan de afmetingen van de grootste reflector: zo wordt de maximale grootte van de te testen antenne vastgelegd. De CR komt uitvoerig aan de orde in de bijdrage van Dr. V. Vokurka. Bij de "nabije-veld" meetmethode worden de componenten van de tangentiele electrische veldsterkte in fase en amplitude gemeten in punten in een regelmatig rooster op een oppervlak nabij de antenne. We spreken van planaire, cylindrische of sferische nabije-veld meetmethode, afhankelijk van de vorm van het oppervlak waarop wordt gemeten. De VV-parameters worden berekend uit de gemeten data. Zoals later blijkt, neemt de Fourier transformatie hierbij een belangrijke plaats in. De toepassing als meetmethode is niet nieuw, (E. Goldbohm, 1963) ze is juist zo aantrekkelijk geworden door de komst van snellere en grotere computers en door ontwikkelingen in de software, denk hierbij aan het snelle algorithme om een Fourier transformatie op de computer uit te voeren: de Fast Fourier Transform (FFT).

In het nu volgende wordt het principe van de planaire nabije-veld meetmethode beschreven. Er worden enkele resultaten getoond, waaruit de kracht van de methode spreekt. Deze resultaten zijn verkregen door metingen met een opstelling, die in ontwikkeling is op het Physisch Laboratorium TNO in 's-Gravenhage. Een eerste vergelijking van resultaten van deze opstelling met conventioneel gemeten VV-diagrammen ziet er goed uit.

HET PRINCIPE VAN DE METHODE

De wetten van Maxwell vormen het belangrijkste gereedschap bij antenneproblemen. Zij beschrijven het gedrag van de elektrische veldsterkte $\underline{E}$, waarin we geïnteresseerd zijn. Binnen een bronvrij gebied V_0, met een homogeen, lineair en isotroop medium, geven zij aanleiding tot de vectorvergelijking van Helmholtz, waaraan $\underline{E}$ moet voldoen. De gedaante van deze vergelijking is als volgt, in het geval van harmonische tijdsafhankelijkheid (we kiezen $e^{-j\omega t}$) voor een verliesvrij medium met $\sigma = 0$ ofwel $k^2 = \omega^2\mu\varepsilon$:

$$\nabla^2\underline{E} + k^2\underline{E} = \underline{0}. \qquad (1)$$

Als simpele elementaire oplossing van (1) vinden we een vlakke golf in rechthoekige, een cylindergolf in cylindrische of een bolgolf in sferische coördinaten. De keuze van het coördinatenstelsel hangt samen met de vorm van het oppervlak waarop gemeten wordt. Omdat het medium lineair is, voldoet een sommatie van elementaire oplossingen ook aan (1). We bekijken in V_0 de elektrische veldsterkte als zo'n sommatie van vlakke golven.

Als V_0 nemen we de halfruimte $z > 0$. We vinden in een rechthoekig coördinatenstelsel de vlakke golf als elementaire oplossing:

$$\underline{E}(\underline{r}) = \underline{A}(\underline{k})e^{jk_x x+jk_y y+jk_z z}, \qquad (2)$$

waar de voortplantingsrichting aangegeven wordt met $\underline{k} = k_x\underline{e}_x+k_y\underline{e}_y+k_z\underline{e}_z$ en de plaatsvector met $\underline{r}$. Door (2) in (1) in te vullen blijkt, omdat $k^2 = (\underline{k}.\underline{k}) = \omega^2\mu\varepsilon$, dat bij keuze van twee componenten van $\underline{k}$ de derde is vastgelegd. Bij keuze van k_x en k_y volgt:

$$k_z = \sqrt{k^2-k_x^2-k_y^2} \quad \text{als } k^2 \geq k_x^2+k_y^2, \qquad (3a)$$

$$k_z = +j\sqrt{k_x^2+k_y^2-k^2} \quad \text{als } k^2 < k_x^2+k_y^2. \qquad (3b)$$

Bij keuze van de positieve wortel in (3b) vinden we een vlakke golf, die uitdempt, gaande in de positieve z-richting. Omdat V_0 een bronvrij volume is, geldt:

$$\nabla.\underline{E} = 0. \qquad (4)$$

Invullen van (2) in (4) levert dat $\underline{k}.\underline{A} = 0$, zodat bij kennis van twee componenten van $\underline{A}(\underline{k})$ de derde wordt vastgelegd volgens:

$$A_z(\underline{k}) = -\frac{1}{k_z}\{k_x A_x(\underline{k}) + k_y A_y(\underline{k})\}. \qquad (5)$$

De veldsterkte binnen V_0 is nu te schrijven als de som van alle mogelijke vlakke golven, elk gekarakteriseerd door een voortplantingsrichting, die wordt vastgelegd door k_x en k_y, ofwel:

$$\underline{E}(\underline{r}) = \int_{-\infty}^{\infty} dk_x \int_{-\infty}^{\infty} dk_y\, \underline{A}(\underline{k})e^{jk_x x + jk_y y + jk_z z}. \qquad (6)$$

We kiezen nu een vlak z=d binnen V_o met d>0. In punten (x, y) in dit vlak moet (6) ook gelden. Met een extra factor $4\pi^2$ vinden we na invullen van z = d en Fourier inversie van (6) formules, waarin we de 2-dimensionale Fourier transformatie van veldcomponenten E_x en E_y in z = d herkennen:

$$A_x(k_x,k_y)e^{jk_z d} = \int_{-\infty}^{\infty}dx \int_{-\infty}^{\infty}dy E_x(x,y,d)e^{-jk_x x-jk_y y}, \qquad (7a)$$

$$A_y(k_x,k_y)e^{jk_x d} = \int_{-\infty}^{\infty}dx \int_{-\infty}^{\infty}dy E_y(x,y,d)e^{-jk_x x-jk_y y}. \qquad (7b)$$

Uit (5) volgt met (7) A_z en zo kan $\underline{A}(\underline{k})$ bepaald worden voor elke $\underline{k}$. Uit (6) volgt de veldsterkte voor ieder

villekeurig punt binnen V_0. Voor zeer grote waarden van r volgt met de zadelpuntsmethode een benaderingsformule van (6) gegeven door:

$$\underline{E}(\underline{r})=j2\pi k_{zo}\,\underline{A}(\underline{k}_o)\frac{e^{jkr}}{4\pi r}\,. \qquad (8)$$

Hier is $\underline{k}_o$ de voortplantingsvector van de vlakke golf in de richting van het punt van waarneming gegeven door $\underline{r}$. De z-component van $\underline{k}_o$ is k_{zo}. We hoeven dus $\underline{A}(\underline{k})$ alleen te kennen voor $\underline{k}=\underline{k}_o$.

Ter verduidelijking wijzen we op de analogie met de Fourier analyse van f(t), een tijdfunctie, waarbij f(t) geschreven kan worden als een som van frequentiecomponenten, elk met een eigen coëfficiënt. De coëfficiënten vormen het spectrum $F(\omega)$ van f(t) en bepalen hoe sterk elke frequentiecomponent aanwezig is in de sommatie, welke tot f(t) leidt. De analogie is duidelijk wanneer we k_x en k_y met ω en x en y met t vergelijken: de elektrische veldsterkte $\underline{E}(x,y,z)$ wordt geschreven als een sommatie van componenten i.c. vlakke golven, waarvan de richting correspondeert met bepaalde k_x-en k_y-waarden. De vlakke golven komen voor in de sommatie welke tot $\underline{E}(x,y,z)$ leidt, met een bepaalde sterkte, aangegeven door coëfficiënten, die het vectoriële spectrum $\underline{A}(k_x,k_y)$ vormen. Met kennis van $\underline{A}(k_x,k_y)$ is $\underline{E}(x,y,z)$ dus ook het verre veld te bepalen.

HET METEN IN DE PRAKTIJK

We bespreken eerst een paar benaderingen welke een praktische realisatie mogelijk maken.

In (3b) worden imaginaire k_z-waarden gevonden. De corresponderende vlakke golven dempen, gaande in de positieve z-richting, snel uit, zij dragen niet bij tot het verre-veld (evanescent modes). De bijdrage van deze uitdempende vlakke golven tot het gemeten veld in z=d is al te verwaarlozen als "d" voldoende groot is, of als de antenne geplaatst in z<0 op een afstand "a" ver genoeg verwijderd is van het vlak z=d. In dat geval kent $\underline{A}(k_x,k_y)$ maximale waarden voor k_x en k_y, nl.: $k_{xmax}=k_{ymax}=k=\frac{2\pi}{\lambda}$, ofwel: $\underline{A}(k_x,k_y)$ is bandbegrensd. Als bij een tijdfunctie f(t) de aanwezige frequenties liggen tussen 0 en ω_{gmax} dan geldt dat de bemonsteringsfrequentie minimaal gelijk kan zijn aan $2 * \omega_{gmax}$ (Nyquist), waaruit een maximaal bemonsteringsinterval volgt. In analogie volgt bij maximale waarden van k_x en k_y gelijk aan $k=\frac{2\pi}{\lambda}$, dat het elektrische veld bemonsterd kan worden met een minimale frequentie, waaruit het maximale interval volgt: $\Delta x=\Delta y=\lambda/2$.

De integratiegrenzen in (7) zijn $\pm\infty$ voor x en y, ofwel er wordt een oneindig groot meetvlak verondersteld. In de praktijk wordt gemeten zo mogelijk tot de plaats buiten de geprojecteerde contourlijn van de antenne-apertuur, waar de veldsterkte zo sterk gedaald is, dat de bijdrage tot (7) verwaarloosbaar is. Bovenstaande leidt al meteen tot de klasse van antennes, waarvoor de planaire methode goed bruikbaar is, namelijk antennes met enige richtwerking. Uit de afmeting "L" van het meetvlak, de antennediameter "D" en de afstand "a" tussen antenne en meetvlak volgt met een vuistregel de waarde voor de maximale hoek $\theta=\theta_m$ tot waar bruikbare resultaten verkregen worden. Voor waarden groter dan θ_m worden de resultaten onbetrouwbaar. (Newell, 1974; Kummer, 1978)

$$\theta_m=\arctan\left(\frac{L-D}{2a}\right). \qquad (9)$$

De keuze van de oorsprong is hier gemaakt tussen antenne en meetvlak. Er geldt $a \geq d$. Zo resulteert vergelijking (9) in een ruimtesector, waarbinnen bruikbare resultaten worden verkregen. Voorbeelden van metingen tot ca 75° vindt men in de literatuur. (Joy en Paris, 1978)

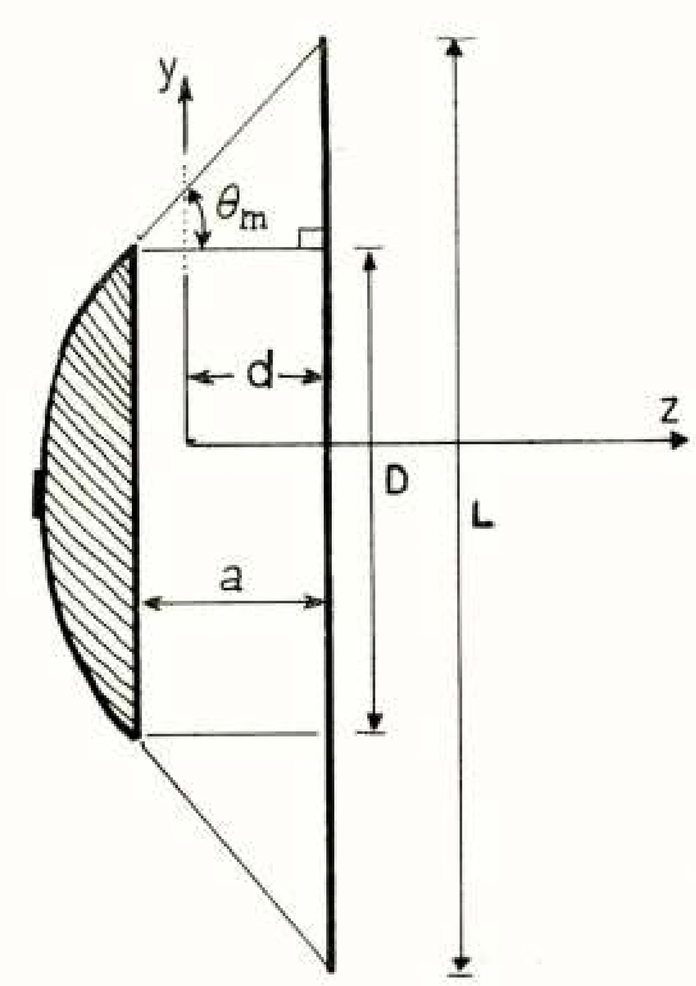


Fig. 1: Bepaling van θ_m met (9).

Voor de bepaling van (7) met de FFT zijn de waarden van de veldcomponenten nodig, gemeten in equidistante punten. Voor meting in een punt zou een oneindig kleine probe nodig zijn, die te beschrijven is met een deltafunctie van x en y. Zo'n probe met als vectorieel spectrum een constante bestaat niet. In de praktijk leiden de eindige probe-afmetingen tot een van de richting afhankelijke gevoeligheid, ofwel tot een vectoriëel spectrum van de probe, $\underline{P}(\underline{k}')$, waarin wordt weergegeven, hoe de vlakke golven gewogen worden afhankelijk van de richting $\underline{k}'$, waaruit ze door de probe worden ontvangen. Door deze weging (ruimtelijk filteren) is de probe-output niet precies evenredig met de veldcomponent welke gemeten moet worden. Dit probleem is op te lossen door $\underline{P}(\underline{k}')$ te bepalen uit eenvoudige metingen aan de probe en vervolgens in rekening te brengen. Zo kan toch de gewenste component van het vectoriele spectrum $\underline{A}$ bepaald worden uit de

probe-output. Dit proces wordt probecorrectie genoemd. De probecorrectie is noodzakelijk om voor grote hoeken θ de veldsterkte nauwkeurig te bepalen. Wanneer een kleine probe wordt gebruikt, is de correctie voor kleine hoeken verwaarloosbaar. Het is interessant om in te zien, wat er gebeurt als de probe oneindig groot zou zijn. Het vectoriële spectrum $\underline{P}(\underline{k}')$ heeft dan het karakter van een delta-functie van $\underline{k}'$, ofwel gevoeligheid voor maar één enkele vlakke golf met richting $\underline{k}'_i$. Dankzij de zeefeigenschap van de delta-functie wordt met zo'n oneindig grote probe rechtstreeks het verre-veld behorend bij de richting $\underline{k}'_i$ gemeten. Dit is precies wat wordt nagestreefd met de "Compact Range", welke te zien is als een zeer grote probe.

Bij de nabije-veld metingen wordt er vanuit gegaan, dat het elektrische veld niet verstoord wordt door de aanwezigheid van de probe.

EXPERIMENTELE RESULTATEN

Op het Physisch Laboratorium TNO is in 1977 een planaire scanner gebouwd, hiermee kan worden gemeten over een vlak van2.9 bij 2.9 meter (Fig. 2).
Tijdens de ontwikkelingsfase van de meetfaciliteit hebben we veel steun gehad aan adviezen van A.C. Newell van het National Bureau of Standards uit de USA.

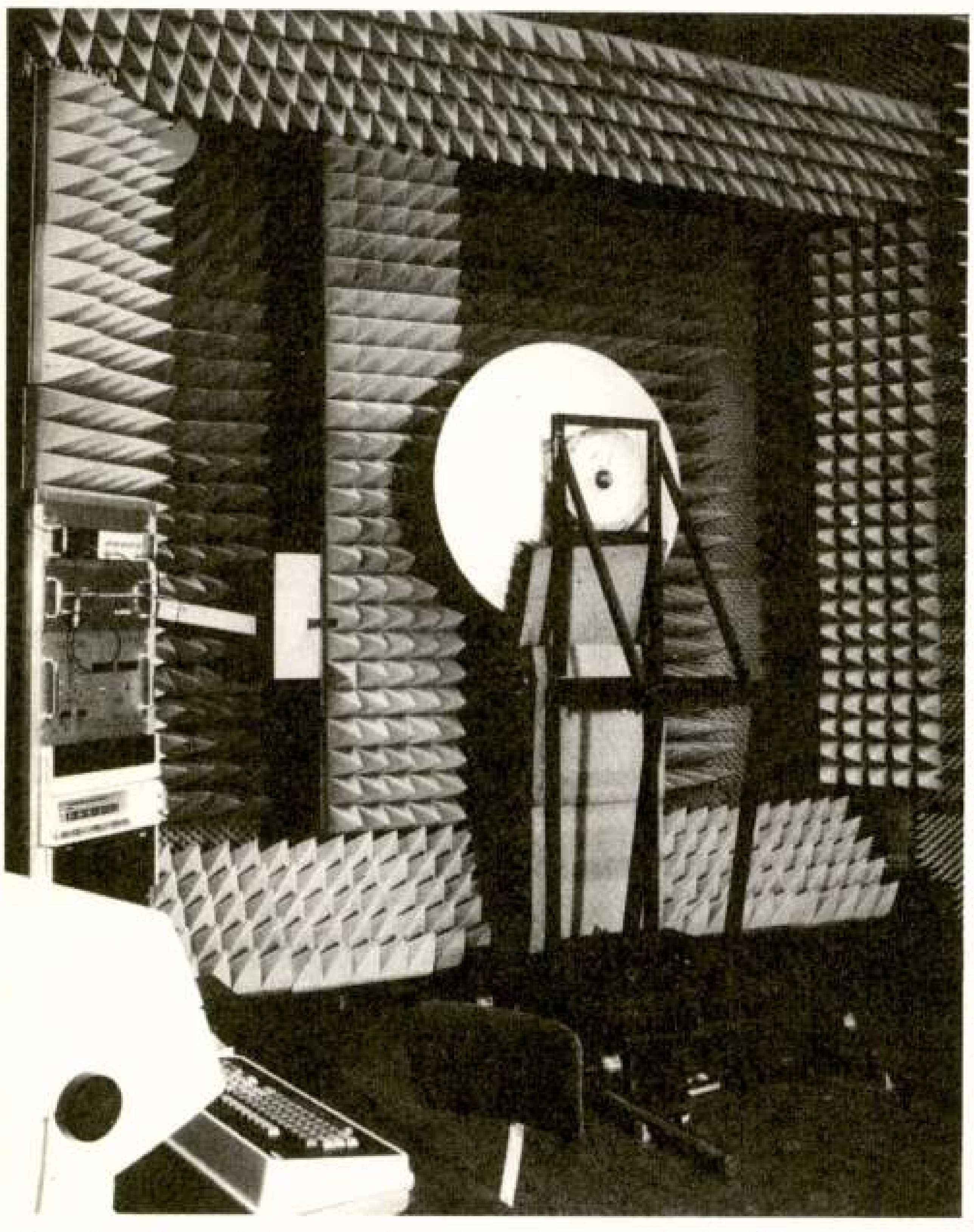


Fig. 2: Overzicht van de planaire meetopstelling.

De probe, zichtbaar in fig. 3, kan onder besturing van een NOVA minicomputer over het meetvlak worden bewogen. De x- en y-richting zijn parallel aan het meetvlak gekozen, de y-richting verticaal. De probebeweging is langs lijnen x=constant (kolom richting) of langs lijnen y=constant (rij richting). De paraboolantenne opgesteld voor de scanner in fig. 2, is in fig. 3 in detail te zien

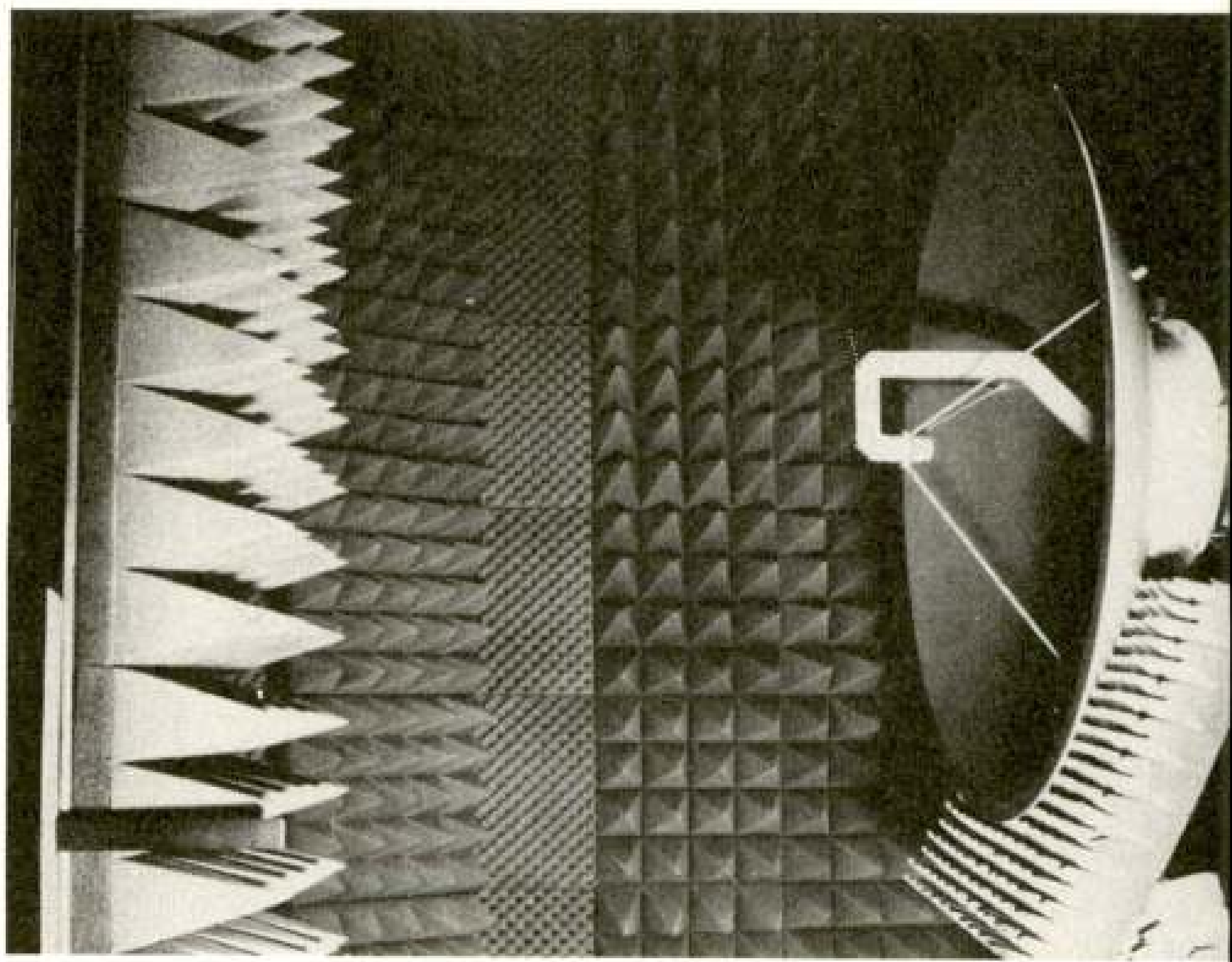


Fig. 3: De paraboolantenne, welke voor de metingen is gebruikt.

De aan de probe verbonden ontvanger levert de amplitude- en fasewaarden van de probeoutput aan een A/D converter met 11 bits resolutie. De gedigitaliseerde meetwaarden worden door de NOVA per rij of per kolom weggeschreven naar floppy disc. In fig. 4 wordt een typische kolommeting getoond. Een meting over het gehele vlak duurt ongeveer 2 uur. Na afloop van de meting staan op floppy disc twee arrays van meetwaarden (amplitude en fase). Een typische afmeting van één zo'n array is 128*128=16384 meetwaarden. In fig. 5 wordt een gemeten dataset van amplitudewaarden getoond. Het verloop van de amplitude in het nabije-veld van de antenne kan blijkbaar nogal grillig zijn. Na de meting worden de data overgezonden naar de centrale computer, een CDC CYBER 74, waar de verdere bewerkingen plaatsvinden. De FFT is een belangrijke stap in de berekeningen. Op de CYBER duurt een FFT van 128*128 complexe getallen ongeveer 2 seconden. Na deze transformatie hebben we het resultaat in een even groot array van 128*128 punten in de (k_x, k_y) ruimte. Nu kan de probecorrectie worden toegepast om te komen tot een component van het vectoriële spectrum. In geval van een zuiver lineair gepolariseerde antenne vervalt een der integralen in (7). In de praktijk is dit nooit het geval en treedt altijd enige kruispolarisatie op, zodat voor nauwkeurige resultaten beide integralen moeten worden bepaald. In fig. 6 wordt het verre-veld van de paraboolantenne uit fig. 3 getoond als functie van k_x en k_y.

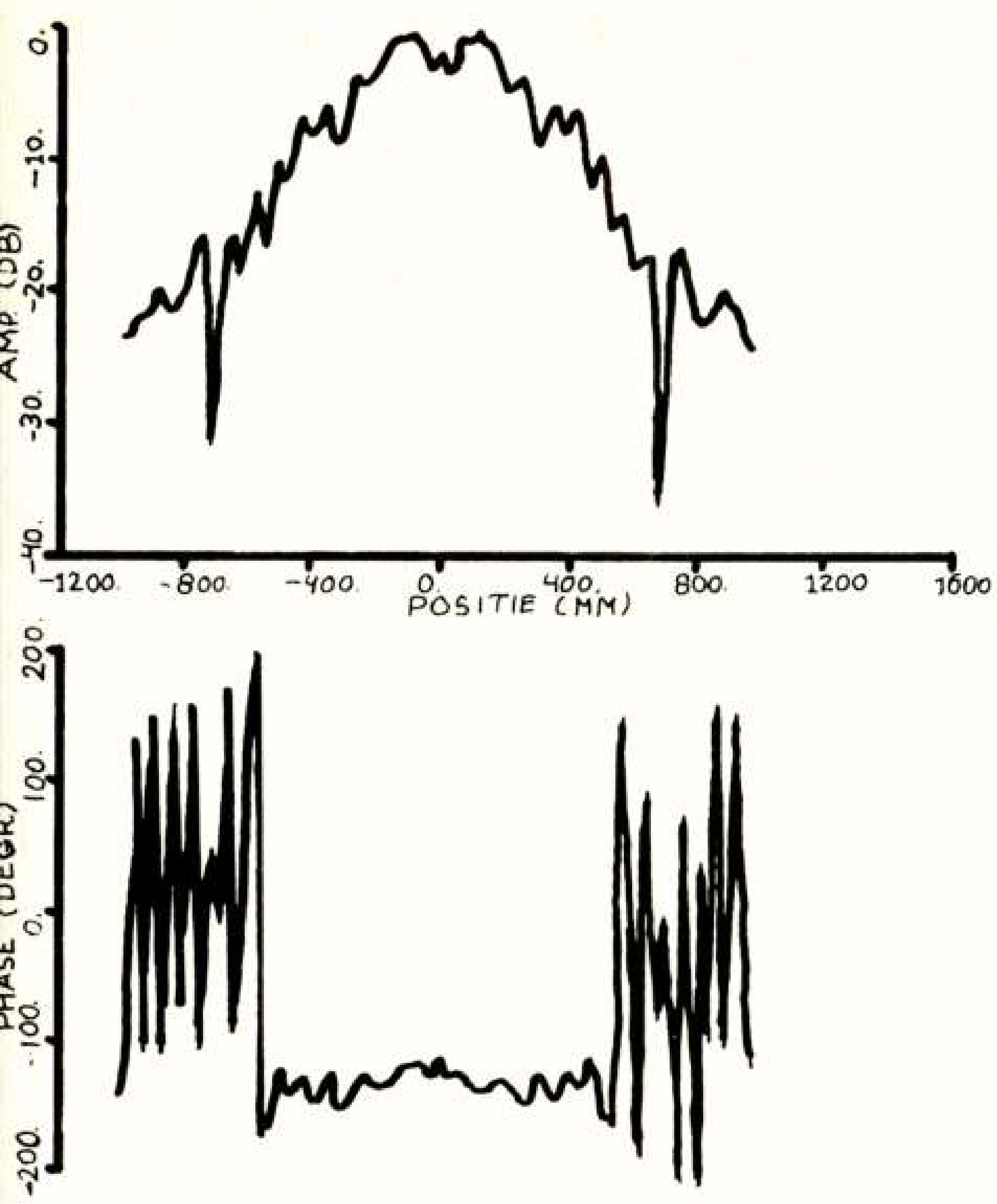
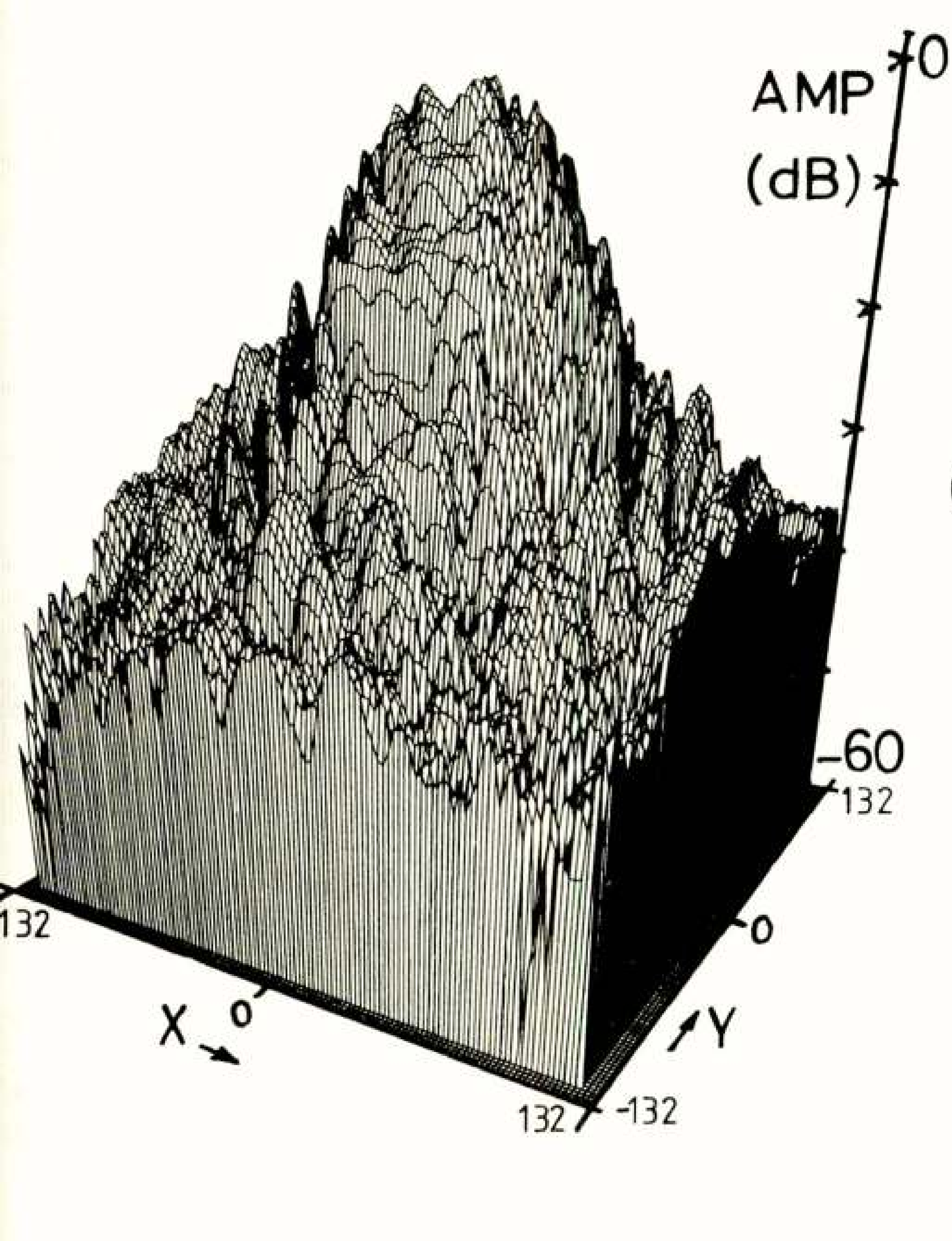


Fig. 4: Een typische meting van nabije-veld data, de amplitude en fase gemeten langs een lijn.



Er is hier aangenomen dat E_y=0 (lineaire polarisatie). Er is geen probecorrectie toegepast; als probe is een open golfpijp gebruikt. De aanwezigheid van hoge zijlussen (gearceerd, hoger dan -20 dB) valt op in fig. 6. De richting waarin deze hoge zijlussen aanwezig zijn, ligt buiten de zogenaamde hoofdvlakken: het E-vlak (k_y=0) of het H-vlak (k_x=0). Deze hoge zijlussen ontstaan door verstrooiing van het veld aan de stangen welke de voedingshoorn in het brandpunt van de parabool ondersteunen (zie ook fig. 3). Wanneer we alleen de twee doorsnijdingen door het diagram in de hoofdvlakken zouden kennen, dan zouden deze hoge zijlussen onopgemerkt zijn gebleven!

In fig. 7 worden de conventioneel gemeten VV-diagrammen vergeleken met de uit nabije-veld data berekende diagrammen. De asymmetrie in het diagram van het H-vlak wordt veroorzaakt door de verstrooiing aan de golfpijp welke naar de voedingshoorn loopt. In fig. 6 is het verloop van deze asymmetrie duidelijker te zien.

De planaire methode biedt ook mogelijkheden voor meting aan antennes met een meer gecompliceerde bundelvorm. In fig. 8 wordt een overzicht gegeven van het gedrag van het verre-veld van een cosecans-square antenne in een ruimtesector. In figuur 9 is de vergelijking weergegeven tussen een op een VV-meetbaan gemeten elevatie-diagram en een diagram, dat berekend is uit NV-meetwaarden. Ook hier is bij de berekening geen probecorrectie gebruikt. Voor het getoonde hoekbereik is de vergelijking goed te noemen.

Er volgt hier geen uitgebreide opsomming van voor- en nadelen van de planaire nabije-veld methode, hiervoor verwijs ik naar de literatuur (P. Wacker, 1977).

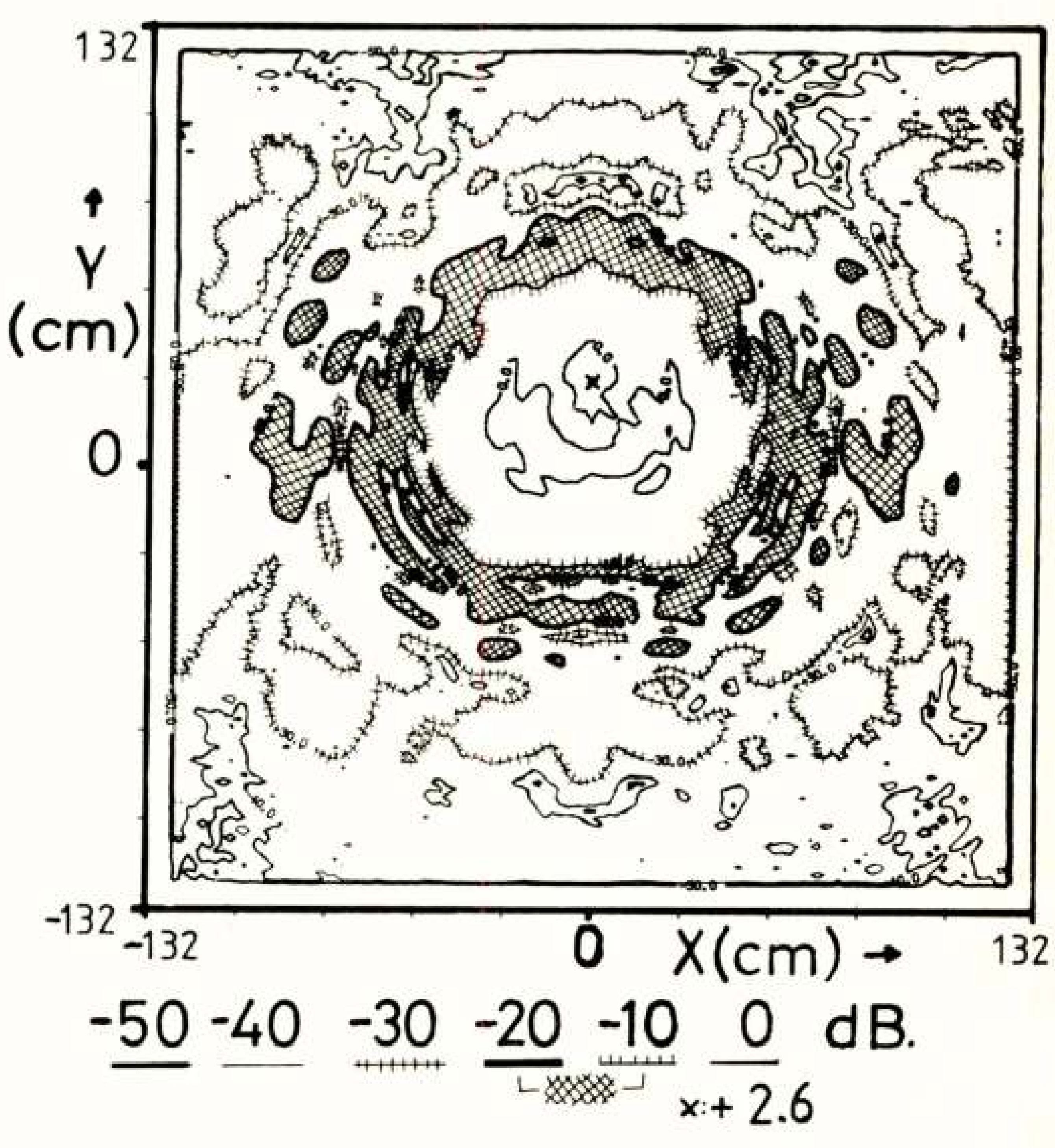


Fig. 5: Gemeten nabije-veld amplitudewaarden, behorend bij de paraboolantenne uit fig. 3.

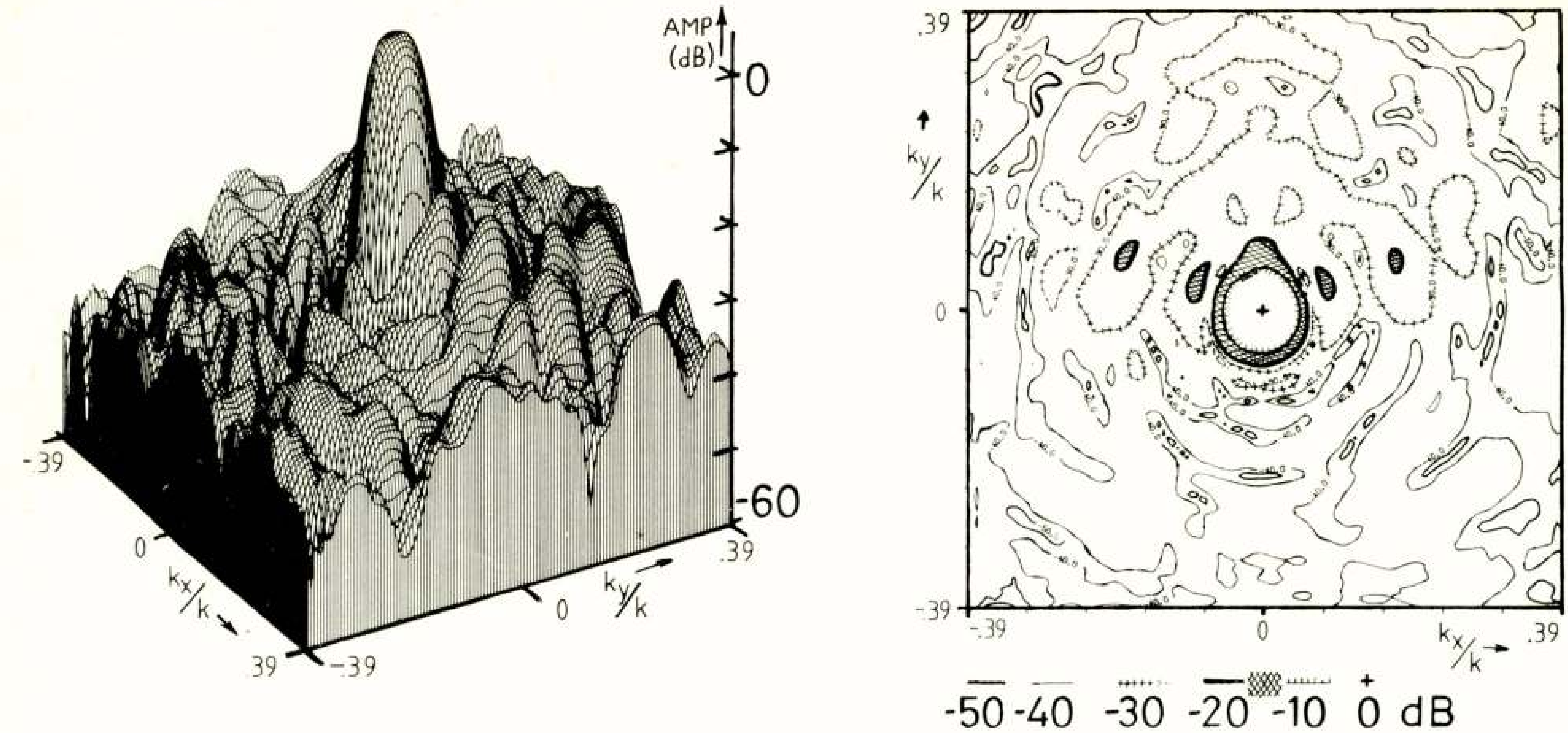


Fig. 6: Verre-veld van de paraboolantenne als functie van k_x en k_y voor een frequentie f=5650 MHz. (.39 $\simeq 23^{o}$)

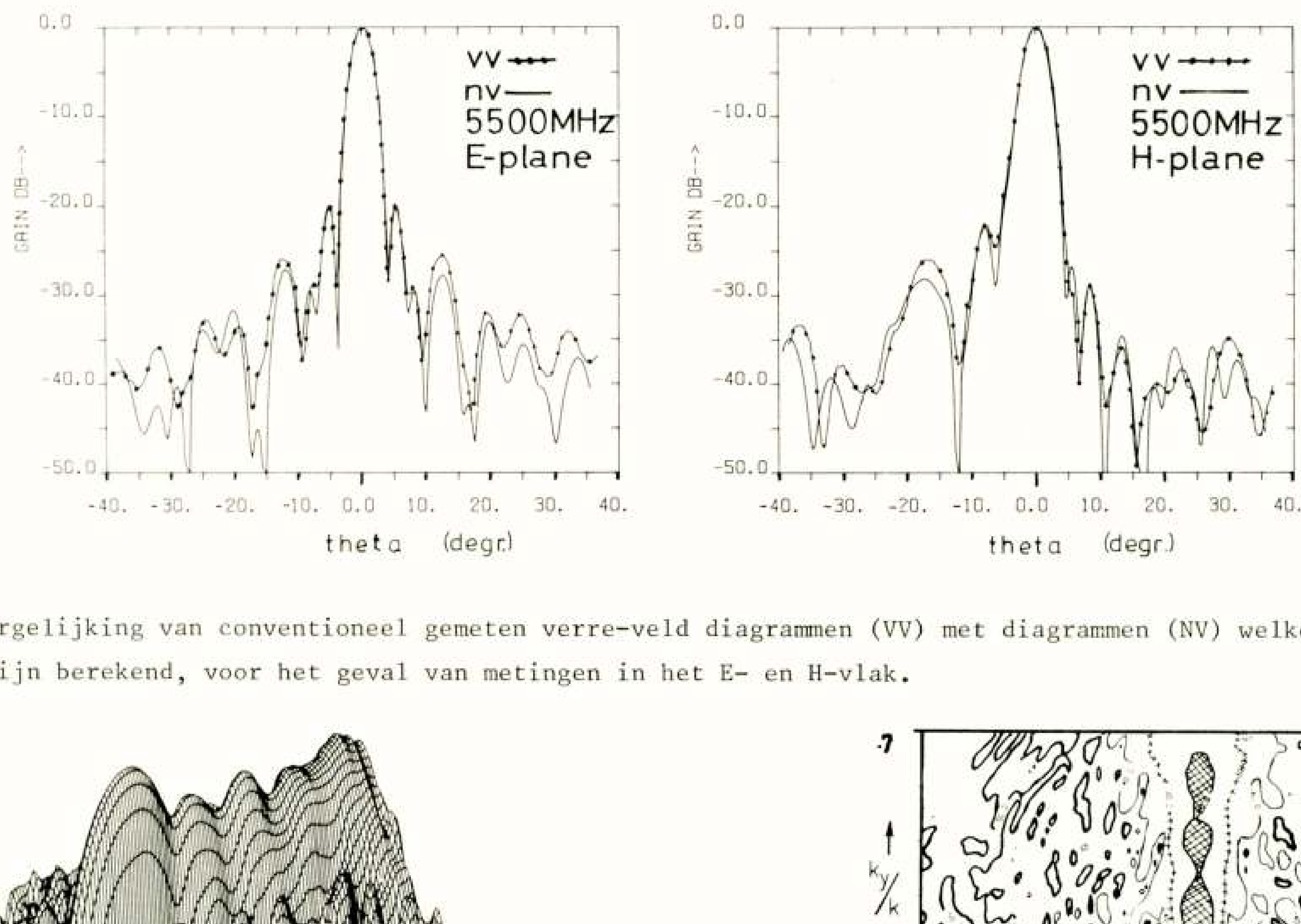


Fig. 7: Een vergelijking van conventioneel gemeten verre-veld diagrammen (VV) met diagrammen (NV) welke uit nabije-vel data zijn berekend, voor het geval van metingen in het E- en H-vlak.

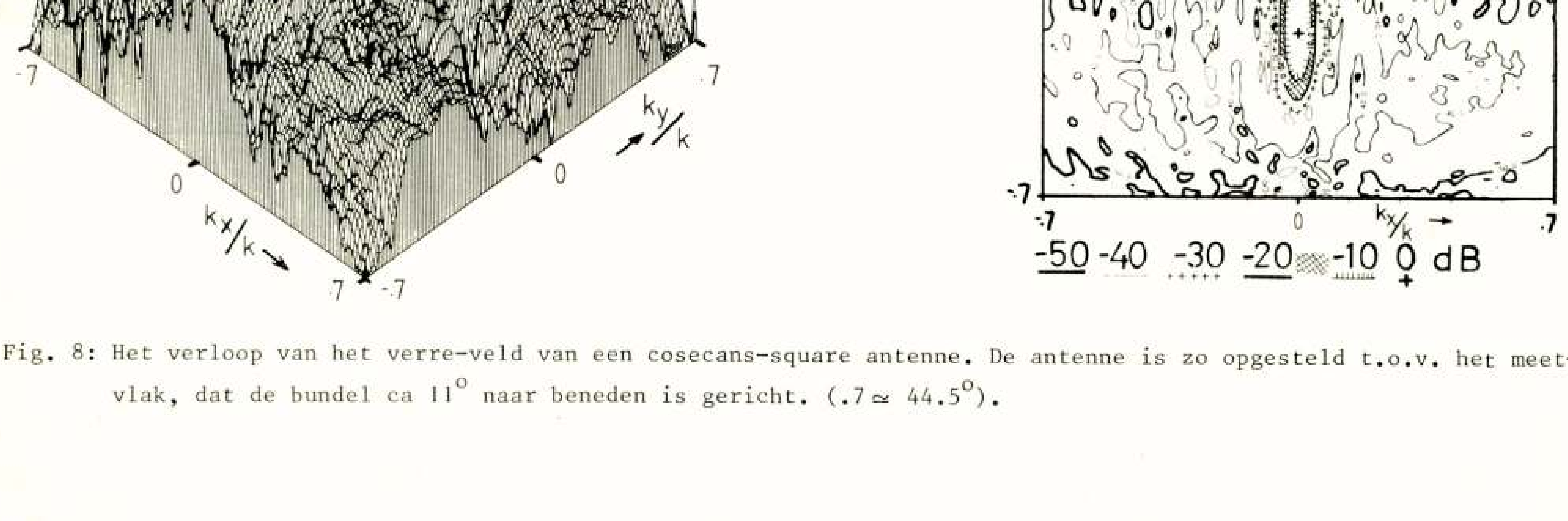


Fig. 8: Het verloop van het verre-veld van een cosecans-square antenne. De antenne is zo opgesteld t.o.v. het meetvlak, dat de bundel ca 11° naar beneden is gericht. (.7 $\simeq 44.5^{o}$).

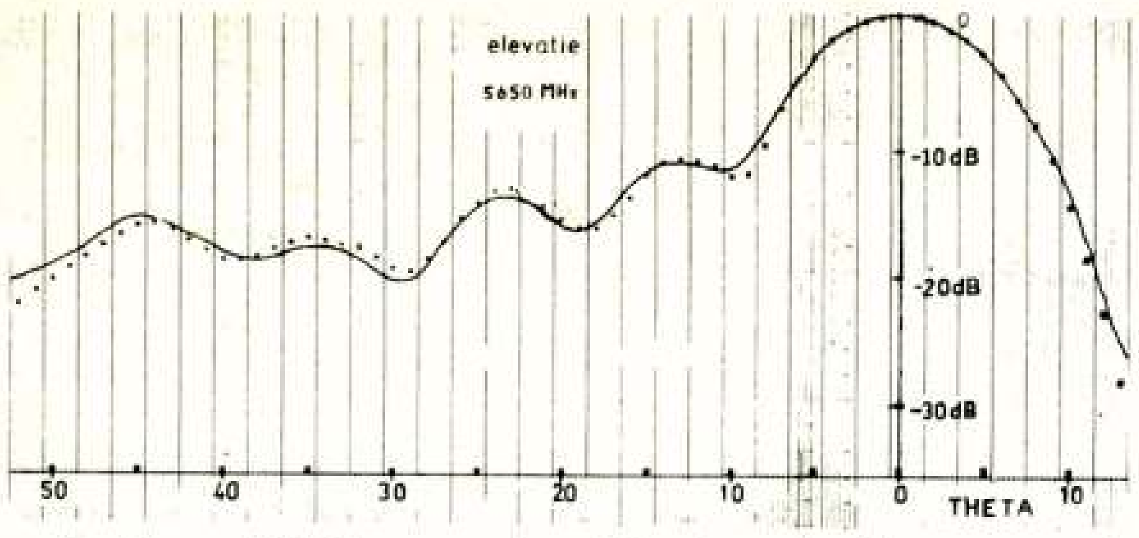


Fig. 9: Vergelijking van het VV elevatiediagram met het overeenkomstige NV diagram (VV= ——, NV=.....) van de cosecans-square antenne.

Enige punten moeten wel genoemd worden:
De planaire meetmethode levert op zeer efficiënte wijze (Nyquist) het verre-veld voor richtingen liggend binnen een ruimtesector. Is men geïnteresseerd in het verre-veld buiten de ruimtesector, dan is de planaire methode minder geschikt, hoewel het in principe mogelijk is om de antenne gedraaid t.o.v. het meetvlak op te stellen. Voor de bepaling van het verre-veld in één punt of voor de bepaling van een doorsnijding van het diagram zijn alle NV-meetwaarden nodig, dus moet een volledig vlak gemeten worden. Qua tijd is dit minder efficiënt; hier tegenover staat, dat één doorsnijding soms erg weinig zegt over het verloop van het verre-veld van de antenne, een contourplot geeft veel meer informatie. Door de verregaande automatisering van het meetproces is de methode bij uitstek geschikt om door computer bestuurde phased-array antennes door te meten. Men kan dan tijdens het aftasten met de probe van het meetvlak de bundelrichting op een geprogrammeerde wijze veranderen, zodat één nabije veld meting informatie kan geven over het verre-veld gedrag van de phased-array antenne voor meerdere bundelrichtingen.

Het is onmogelijk om volledig te zijn, maar wel is duidelijk dat de planaire nabije-veld methode een bruikbaar alternatief is voor de conventionele verre-veld meetbaan en dat zij voor bepaalde toepassingen de aangewezen manier is om metingen aan antennes uit te voeren.

LITERATUUR

Silver, S., — Microwave antenna theory and design McGraw-Hill, 1949.

Van Schaik, H.J., — Theory and performance of a space-fed, planar, phased-array antenna with 849 irisloaded rectangular waveguide elements and external matching sheet. Dr. Thesis, Delft. 1979.

Goldbohm, E., — De meting van eigenschappen van microgolfantennes. Tijdschrift van het NERG, deel 28 No. 1-2, 1963.

Newel, A.C., Crawford, M.L. — Planar near-field measurements on high performance array antennas. National Bureau of Standards, NBSIR 74-380, 1974.

Paris, D.T., Leach, W.M., Rodrique, G.P., Joy, E.B. — Applications of probe-compensated near-field measurements. IEEE Trans. Ant. and Prop. Vol. AP-26 May 1978.

Wacker, P.F., Newell, A.C. — Advantages and disadvantages of planar, circular cylindrical and spherical scanning and description of the NBS antenna scanning facilities. Proc. ESA workshop on antenna testing techniques, 1977.

Kummer, W.H., Gillespie, E.S. — Antenna measurements, 1978. Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 4, April 1978.

Voordracht gehouden op 8 april 1982 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 305), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

MAATONTWERP VAN DIGITALE GEÏNTEGREERDE SCHAKELINGEN

Ir. L. Spaanenburg
Vakgroep Vastestof Electronica, afd. Electrotechniek
Technische Hogeschool Twente, Enschede

Custom design of digital integrated circuits

As microelectronics becomes mature, the opportunities for custom design flourish all-over. It is discussed under which circumstances a digital system should use dedicated circuitry. Ensuing some popular approaches to IC layout design are shown and the hardware/software aids are characterized with emphasis on the customer/fabricator interface.

INLEIDING

Sinds de uitvoering van de transistor in 1948 heeft de microelectronica een langzame doch gestage groei doorgemaakt. De eerste mijlpaal wordt bereikt met de uitvinding van het planaire fabricageproces, welke de integratie van meer dan 1 transistor op 1 drager mogelijk maakt. De komst van de microprocessor betekent de tweede doorbraak. De massaproductie van deze algemeen toepasbare, geïntegreerde systeemcomponent - de microprocessor - heeft geleid tot een drastische kostenverlaging in de digitale systeembouw. De groei naar verdere integratie blijkt onstuitbaar en heeft recentelijk de integratie van totale systemen mogelijk gemaakt.

Deze ontwikkeling is in fig. 1 weergegeven in termen van de hoeveelheid fundamentele problemen, welke op een zeker tijdsmoment oplossing behoeven (Mead, 1979). Hieruit komt naar voren, dat tot voor kort de microelectronica chemie/physica gedomineerd was. De kunde van het IC ontwerp is weinig ontwikkeld, aangezien er economisch gezien geen behoefte aan bestaat. Een algemeen toepasbare chip kan in zulke grote hoeveelheden gefabriceerd worden, dat de eenmalige ontwerpkosten nauwelijks van invloed zijn op de uiteindelijke produktkosten. Verder zijn er IC ontwerpers in voldoende aantallen voorhanden.

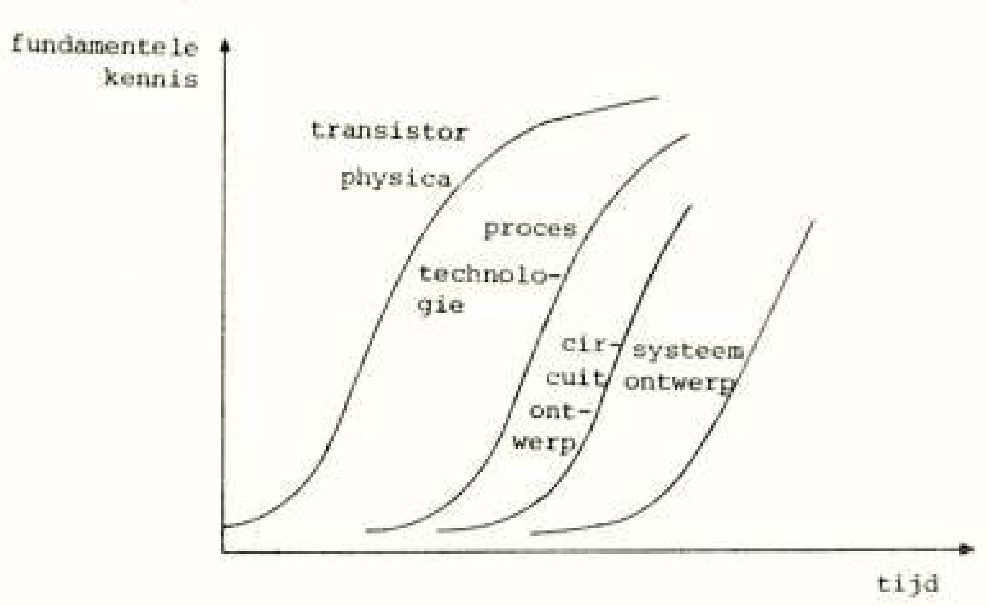


Fig. 1. Fundamentele problemen die opgelost moesten worden tijdens de ontwikkeling van de microelectronica (naar Mead).

Deze situatie is inmiddels ingrijpend gewijzigd door de toename in complexiteit van de integreerbare schakeling (fig. 2). Stel dat we het circuit afbeelden als een wegenkaart (Mead, 1979). Elke weg op deze kaart komt overeen met een verbindingsspoor in het IC. Op deze schaal was de complexiteit van een chip in de zestiger jaren vergelijkbaar met het wegennet van een kleine stad (bijv. Hengelo, doorsnede 4 km). Tegenwoordig is de complexiteit te vergelijken met het wegennet van een regio (bijv. Overijssel, doorsnede 100 km). In de tachtiger jaren loopt dit op tot een land (bijv. West-Europa, doorsnede 1000 km), terwijl pas bij een grootte van een werelddeel (bijv. Europa, doorsnede 8000 km) de fysieke begrenzingen benaderd zullen worden. Het is duidelijk dat deze groei in omvang problemen geeft. De ontwerpopbrengst (i.e. de kans dat een ontwerp binnen een redelijke tijd foutloos kan worden afgerond) gaat van belang worden. Als gevolg hiervan stijgen de ontwerpkosten exponentieel (fig. 3) (Moore, 1979). Verder blijkt er bij gelijkblijvende ontwerpmethoden onvoldoende mankracht ter beschikking te zijn binnen de halfgeleiderindustrie. Een structureel tekort van 40% wordt voorspeld voor het begin van de negentiger jaren.

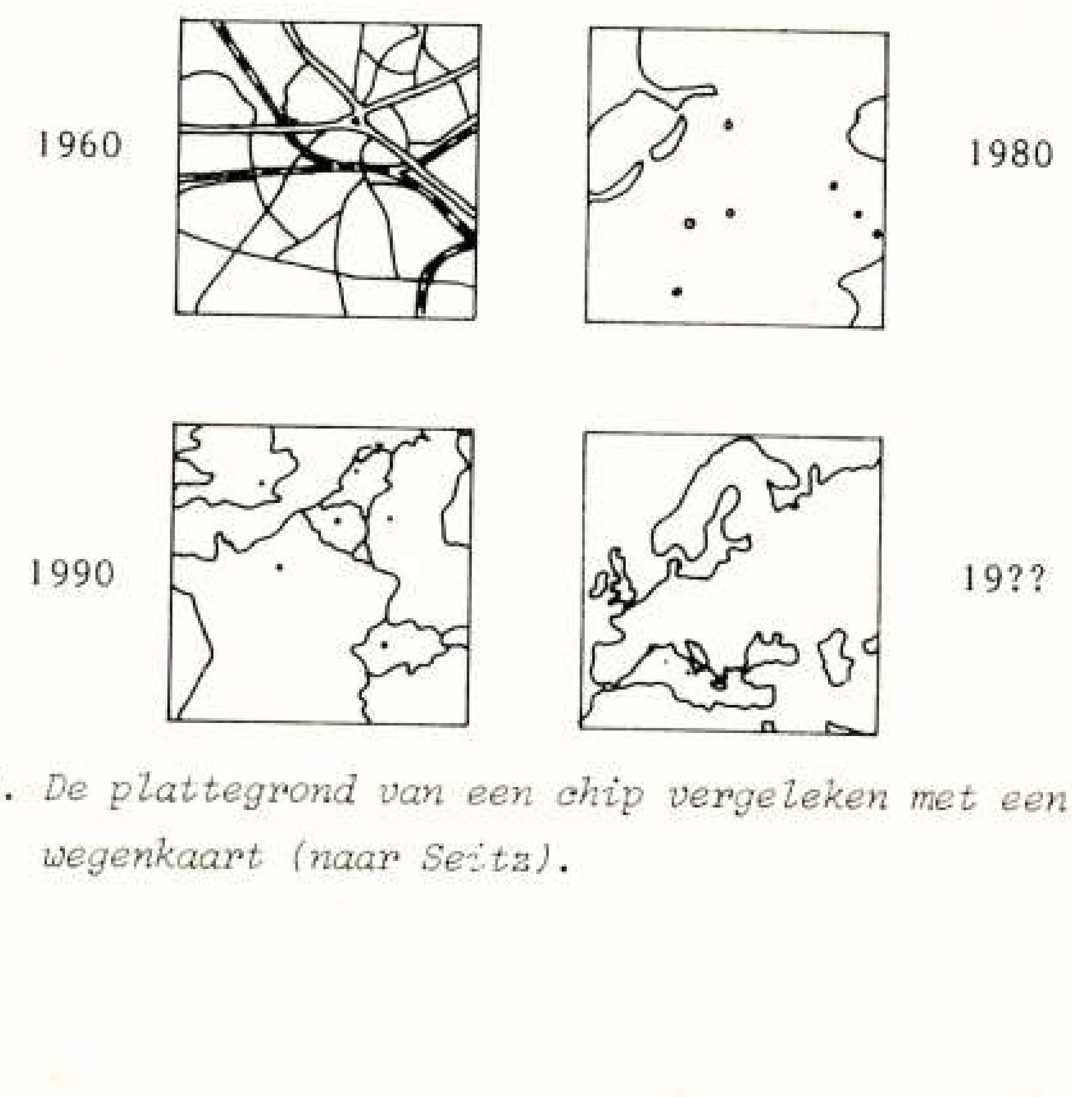


Fig. 2. De plattegrond van een chip vergeleken met een wegenkaart (naar Seitz).

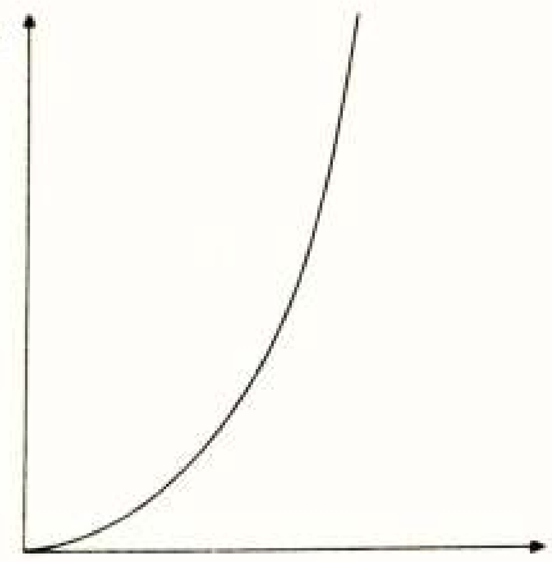


Fig. 3. De groei van de ontwerpkosten in de tijd bezien (naar Moore).

Er worden momenteel twee wegen bewandeld om de bovenstaande problematiek op te lossen. De eerste aanpak is gericht op het vergroten van het ontwerperspotentieel door de primaire verantwoordelijkheid te verschuiven naar de gebruiker. Deze zal gewend zijn om standaard geïntegreerde schakelingen uit de 7400-serie op een printed-circuit board tot één systeem te assembleren. Deze poorten worden hem nu hetzij als data in een ontwerpsysteem hetzij in vaste vorm op een te programmeren circuit ter beschikking gesteld. Het is duidelijk dat dit slechts een tijdelijke oplossing biedt. Immers het probleem wordt verplaatst (cq. verlicht), niet opgelost. Het alternatief is de creatie van nieuwe ontwerpmethoden, welke de efficiencie van het ontwerpen verhogen. Hierbij wordt veelal afstand genomen van de chemie/physica en lering getrokken van die discipline waar de complexiteit van systemen reeds eerder aan de orde was: de informatica. Het resultaat van dit alles is dat de microelectronica toegankelijker wordt voor een grote groep gebruikers (Fairbairn, 1981).

VOORDELEN VAN MAAT IC ONTWERP

Niet voor alle digitale systemen is het economisch verantwoord om tot integratie over te gaan. De IC technologie is één van een veelheid van realisatievormen en de keuze is afhankelijk van een groot aantal factoren. We zullen enkele ervan hier de revue laten passeren.

Vermindering systeemprijs

De prijs van geïntegreerde schakelingen vermindert met gemiddeld 50% per jaar. Echter door de toegenomen functiedichtheid treedt een nog grotere besparing op. Minder systeemcomponenten betekent minder inkomstcontrôle, minder assemblagehandelingen, minder testen, minder reparatie, minder magazijnkosten etc. (tabel 1).

Niet elke besparing valt de systeembouwer zo maar in de schoot; niet elke keuze is evident. Zo baseerde Seymour Cray zijn Cray-1 computer na rijp beraad op 3 typen standaard IC's, terwijl Gene Amdahl op basis van dezelfde overwegingen voor zijn supercomputer de voorkeur gaf aan 1 type maat IC.

Tabel 1. Kostenvergelijking (Signetics, 1980).

	kosten gate array logica in USD	kosten standaard IC logica in USD
ontwerp & verificatie	2040.00	1110.00
produktie voorbereiding	30126.00	362.50
ontwikkelings overhead	2166.00	1452.50
totaal ontwikkeling	34332.00	2905.00
produktie	22.06/stuk	70.64/stuk

gate array is effectiever bij series groter dan 646

Toename betrouwbaarheid

Een geïntegreerde schakeling heeft aanzienlijk minder levensduur problemen dan een (electro-) mechanisch element. Met de toename van de functiedichtheid zullen ook het aantal externe verbindingen afnemen, wat verder de betrouwbaarheid van het systeem bevordert.
Deze twee argumenten geven nog geen uitsluitsel over wanneer men een maat IC zou behoren toe te passen in plaats van een standaard geïntegreerde schakeling.

Extra eigenschappen

Een standaard IC met vele mogelijke functies zoals een microprocessor doet vaak veel wat niet nodig is voor een specifieke toepassing, en veel niet wat wel nodig is. Uit dien hoofde is het soms mogelijk met een maat IC tot een systeem met minder delen te komen. Dit beïnvloedt prijs en betrouwbaarheid gunstig, terwijl extra eigenschappen voor niet in de schoot vallen (tabel 2).

Tabel 2. Ontwikkelgeschiedenis van een CRT controle eenheid (Digital Design, 1978).

CRT-terminals

1e generatie • TTL logica	150 IC's
2e generatie • M 6800 µP • TTL-logica	100 IC's
3e generatie • µP • CRT-controler • TTL-logica	60 IC's
4e generatie • custom LSI controler • TTL-logica	19 IC's

Navolgbaarheid

Een systeem gebaseerd op vrij verkrijgbare, standaard componenten is eenvoudig te imiteren. Dit geldt zowel voor de layout van het PC-board als voor de programmatuur in ROM. Een maat IC is bijkans onnavolgbaar. Een copie is slechts te maken ten koste van veel mankracht en tijd. Dit garandeert een voorsprong op de markt.

Het is ook mogelijk, dat de eigenschappen van het gewenste systeem een andere oplossing dan met behulp van een maat IC bij voorbaat uitsluiten. Dit soort limiterende eigenschappen kunnen zijn:

* afmeting. Een IC is kleiner dan een PC-board.
* snelheid. Meer dan 50% van de snelheid wordt verdaan op de verbinding tussen IC's; ergo een systeem bestaande uit 1 IC is veruit sneller dan een systeem bestaande uit meer IC's.
* vermogen. De sturing van de verbinding tussen IC's kost relatief veel vermogen; ergo een systeem bestaande uit 1 IC verbruikt minder vermogen dan een systeem bestaande uit meer IC's.

Er zijn natuurlijk niet alleen voordelen verbonden aan het gebruik van maat IC's, maar ook nadelen. De belangrijkste zullen hier nu genoemd worden.

Ontwikkelingskosten

In afhankelijkheid van de hoeveelheid ontwerparbeid, die door de klant zelf wordt verricht, zijn er kosten gemoeid met de ontwikkeling van het maat IC. Bepalend zijn hier de maskerkosten en de ontwerptechniek. Anderzijds mag niet vergeten worden, dat zonder uitgebreide voorzorgsmaatregelen de kans op 1 of meer mislukte ontwerpen niet verwaarloosbaar is. Daarom verdient het bij een eerste kennismaking met deze vorm van microelectronica aanbeveling om gebruik te maken van de diensten van een zelfstandig ontwerpbureau. Veel teleurstellingen kunnen zo voorkomen worden. In de ontwikkelingskosten is begrepen een proefproduktie, waarbij 25-50 IC's voor de klant worden afgemonteerd. Op basis hiervan kan het groene licht voor verdere produktie gegeven worden. Niet begrepen in de ontwikkelingskosten is de dracht van het idee: de moeizame weg om van idee tot een realiseerbare architectuur te komen.

Produktiekosten

Een maat IC kent veelal een kleiner produktievolume; ergo moeten de produktiekosten over een kleiner aantal worden omgeslagen, zodat het IC per stuk duurder zal zijn. Deze meerkosten zullen meer dan gecompenseerd moeten worden door vermindering van de overige systeemkosten óf door nieuwe, unieke systeemeigenschappen.

Testkosten

Niet elk gefabriceerd IC zal ook naar voldoening functioneren. Een zekere selectie kan tegen meerkosten door de fabricant verricht worden. Dit geeft nog geen 100% zekerheid, dat elk bekomen IC ook goed is. Soms volstaat het om in de gebruikssituatie te testen; als een grotere betrouwbaarheid gewenst is, is het geraden zijn toevlucht te zoeken tot een zelfstandig test-house. Overigens kan dit bij gebruik van standaard IC's ook onontkoombaar blijken.

HET ONTWERPEN

De tijdsbesteding bij het ontwikkelen van een geïntegreerde schakeling is weergegeven in tabel 3. Hieruit blijkt, dat met name het ontwerp van de IC layout de meeste aandacht vraagt. Daarom is hier ook de grootste variëteit aan methodieken te vinden, ieder gericht op een compromis tussen ontwerptijd en optimaliteit met betrekking tot het verbruikte chipoppervlak (fig. 4), (Mudge, 1980). Bij een random layout zal ieder maskerdetail door een ontwerper bepaald moeten worden. Dit geeft hem enerzijds de mogelijkheid om een optimale oppervlaktebezetting te bereiken, anderzijds zal de enorme hoeveelheid data hem dit slechts toestaan onder verbruik van veel tijd. Naarmate de ontwerper zich meer beperkingen oplegt, zullen steeds meer handelingen door software overgenomen kunnen worden zodat het tijdsbeslag afneemt. Echter de ontwerpproblematiek is van een dusdanige complexiteit, dat de software veelal niet in een eindige hoeveelheid rekentijd tot een optimale oplossing kan geraken. Derhalve leidt een toenemend inschakelen van computer hulpmiddelen niet alleen tot een korte ontwerptijd maar ook tot een verspilling van oppervlak; ergo afnemende ontwerpkosten versus toenemende fabricagekosten. Voor prototypebouw zal de turn-around tijd het belangrijkste zijn. De wens tot een korte ontwerptijd is dan dominerend. Voor produktie ligt dit anders. Met name voor grotere series is het belangrijk het chipoppervlak te optimaliseren. Derhalve zal voor ieder produkt opnieuw een compromis tussen tijd en oppervlak gekozen moeten worden.

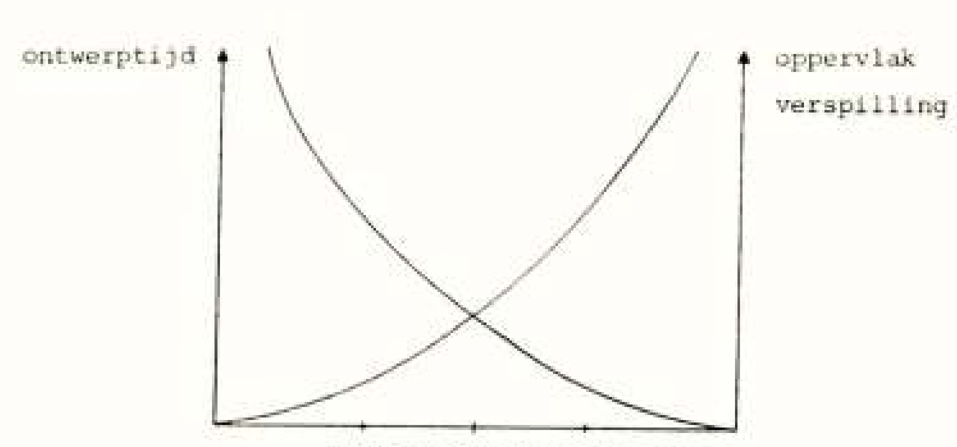
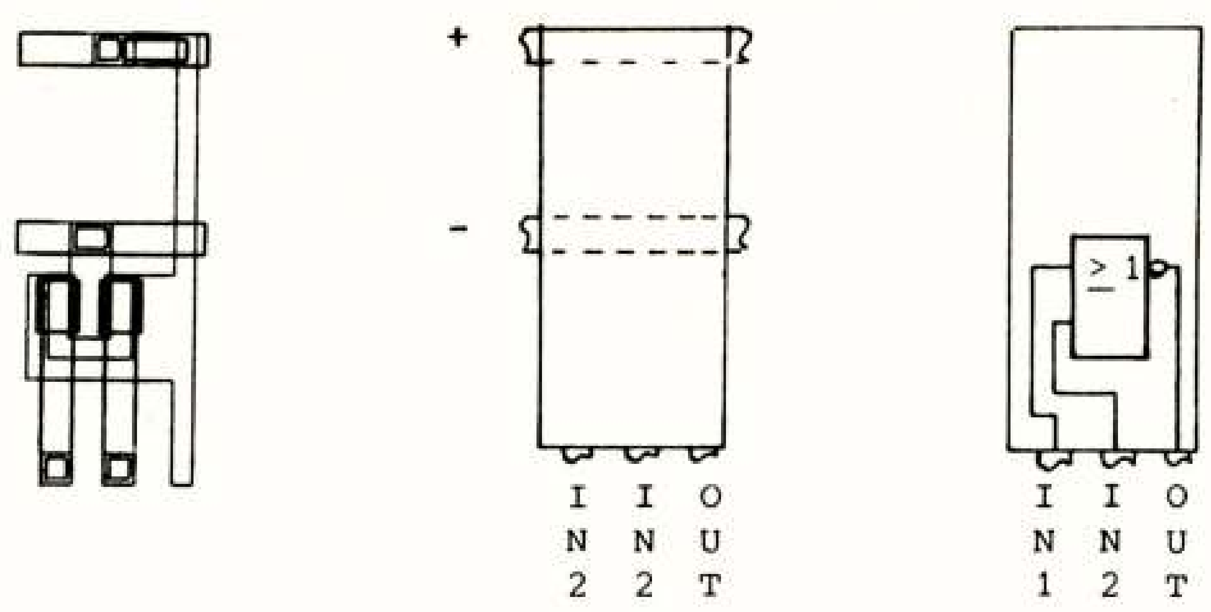
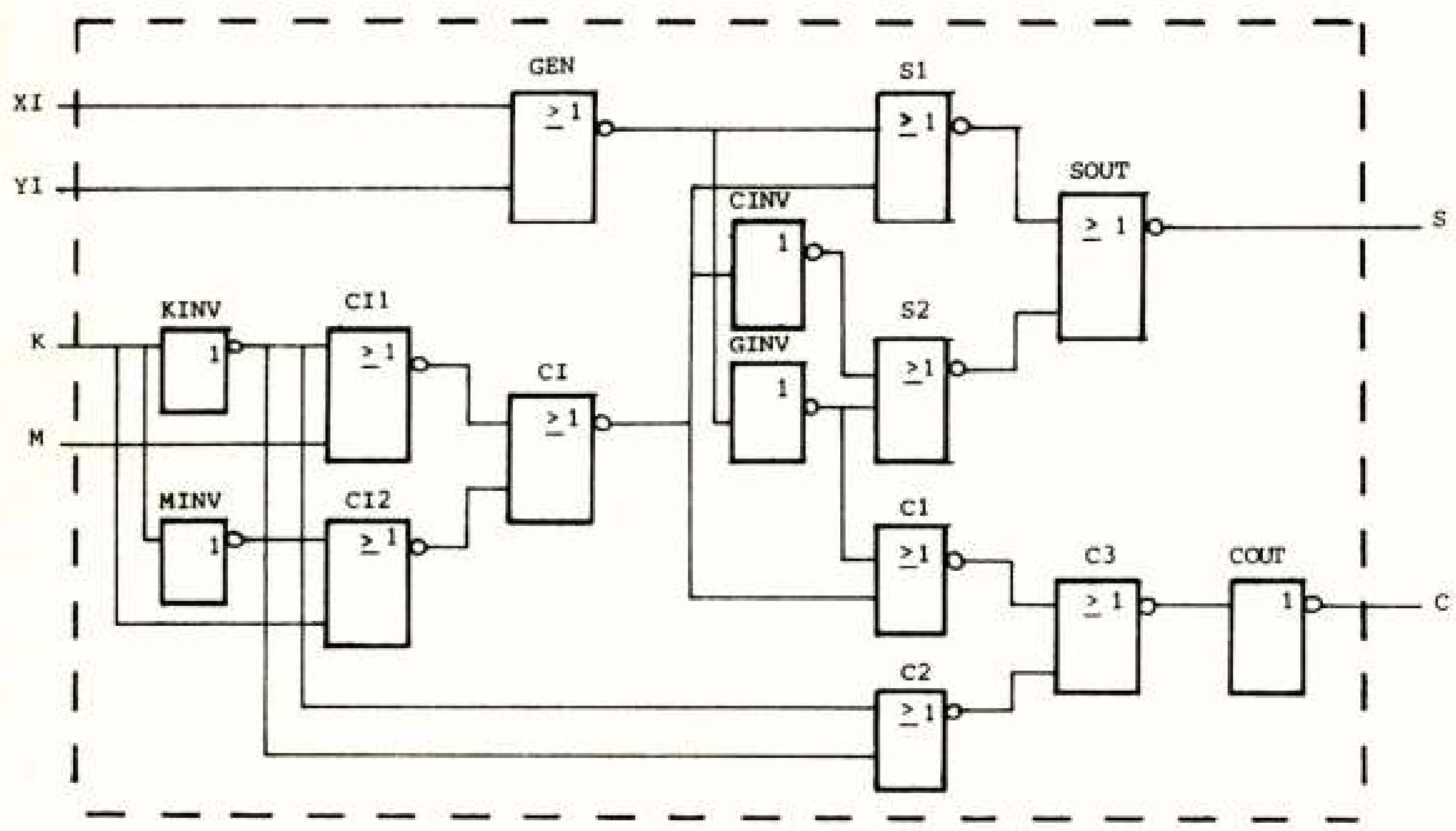


Fig. 4. De invloed van layout techniek op ontwerptijd en oppervlak verspilling.



a) De masker layout, uitwendige aanblik en logische inhoud van een bibliotheek cel.



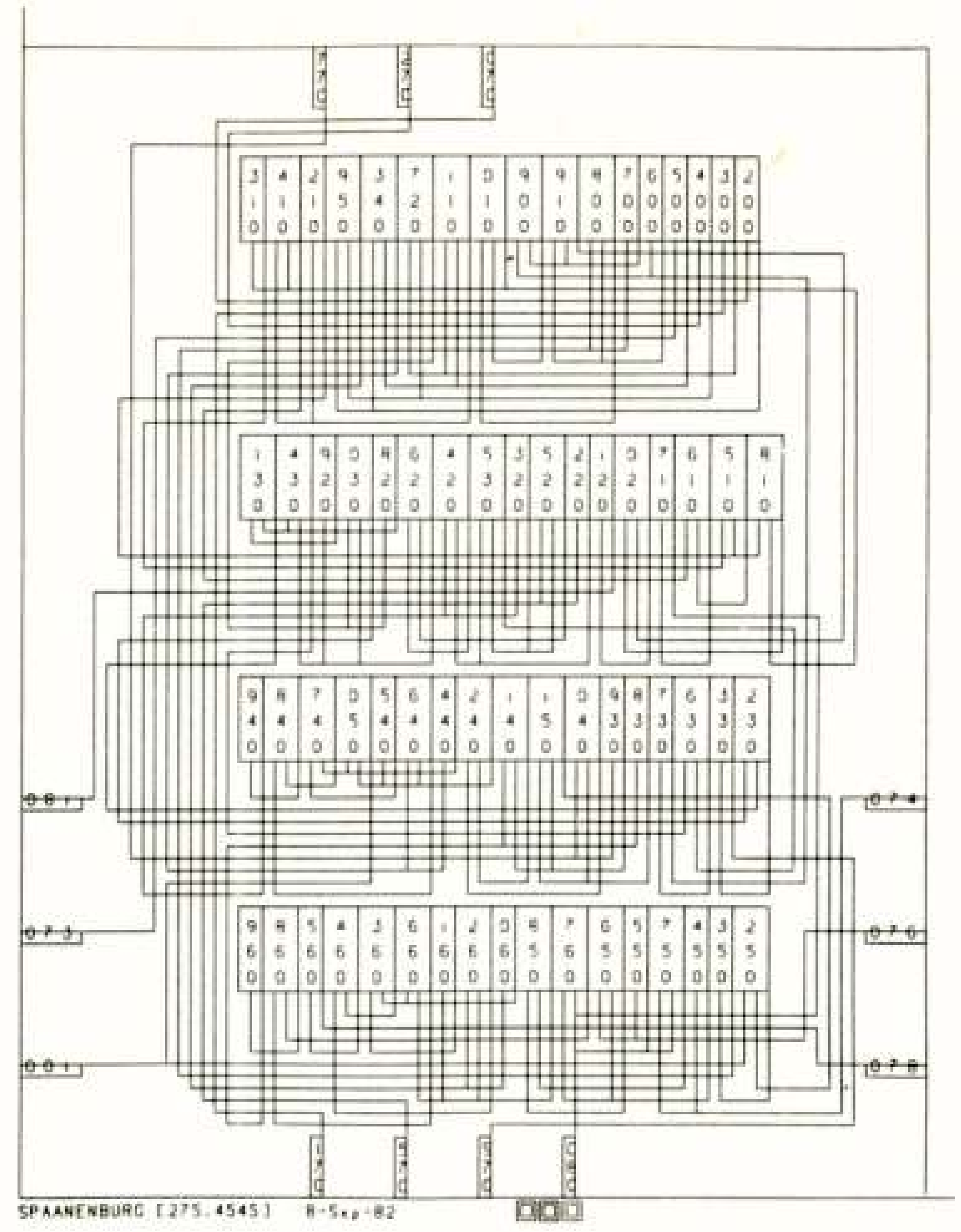

```
MODULE  VERM:XI YI K M/S C;
KINV NOT:K;
MINV NOT:M;
CI1 NOR:M KINV;
CI2 NOR:K MINV;
CI NOR:CI1 CI2;
GEN NOR:XI YI;
GINV NOT:GEN;
CINV NOT:CI;
S1 NOR:GEN CI;
S2 NOR:CINV GINV;
S3 NOR:S1 S2;
SOUT NOT:S3/S;
C1 NOR:GINV CI;
C2 NOR:KINV MINV;
C3 NOR:C1 C2;
COUT NOT:C3/C;
END VERM;
```

b) Een logisch deeldiagram en zijn computer-georiënteerde beschrijvingswijze.

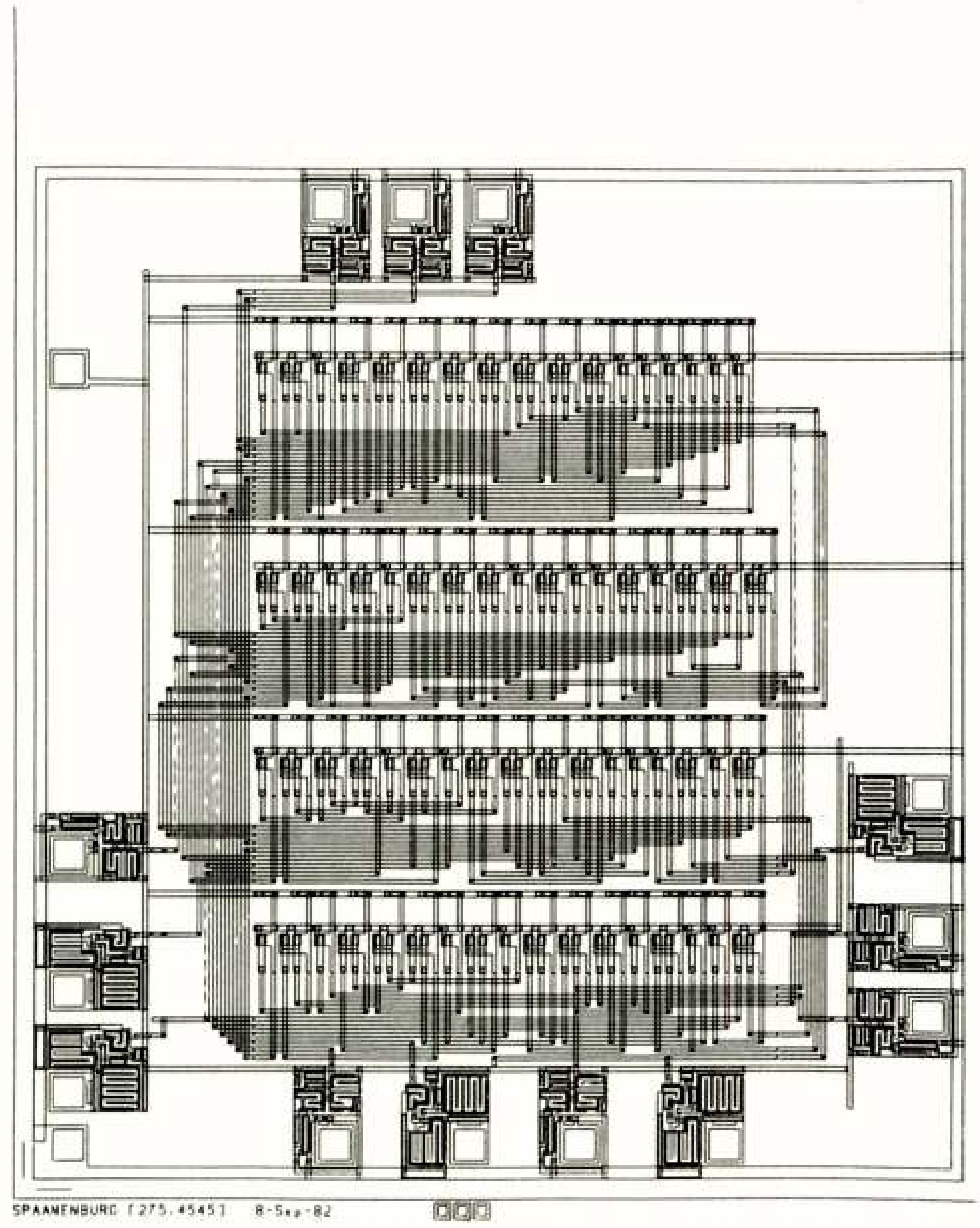
	X 1	X 0	Y 1	Y 0	K 1	K 0	C 0	M 1	M 0	C 1	S 2	S 1	S 0
0	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
10	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
30	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L
50	L	H	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	H
60	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
70	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L
100	H	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
110	H	H	H	L	L	H	H	H	H	H	L	L	L
130	L	L	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	L

c) Uitvoer van de logische poortsimulator.

Fig. 5 Stappen in het ontwerp van een polycell layout.



d) Symbolisch polycell layout.



e) Niet-geoptimaliseerde polycell masker layout. Gegenereerd met behulp van de bij de TH-Twente ontwikkelde semi-automatische ontwerp software.

Fig. 5 (vervolg) Stappen in het ontwerp van een polycell layout.

Tabel 3. Tijdsbesteding bij het ontwerpen van een digitale geïntegreerde schakeling.

14%	Architectuur & Implementatie
19%	Logica/Circuit
50%	Layout & Verificaties
17%	Maskerset Testprogramma Produktie

De polycell layout

Als voorbeeld van een typische maat IC ontwerpgang zal hier de polycell benadering toegelicht worden. Deze ontwerpmethode vertoont nogal wat gelijkenis met de printed-circuit board benadering, zodat een soepel gebruiker/fabricant interface te bereiken is. Ten grondslag ligt de aanwezigheid van een bibliotheek van logische functies, waarvan het layoutontwerp reeds is afgerond (fig. 5a). Deze functies zijn veelal overeenkomstig de 7400-serie. Het logisch diagram wordt met een specifieke beschrijvingstaal ingevoerd (fig. 5b) en vervolgens geverifieerd (fig. 5c). Wanneer eenmaal is zeker gesteld, dat het ingevoerde logische diagram correct is, dan wordt door middel van software automatisch een symbolische layout gegenereerd (fig. 5d). Hierin staan de functies als rechthoeken en de verbindingen als lijnen weergegeven. De gelijkenis met een PC-board is frappant! Interactief kan de gebruiker nu nog wijzigingen aanbrengen. Is hij tevreden, dan wordt automatisch de maskerlayout gegenereerd onder gebruikmaking voor de voorontworpen cellen (fig. 5e).

De gate array

Zoals de naam al aangeeft, gaat deze layout techniek uit van een matrix van poorten. Anders dan bij de polycell layout, waar de poorten gepositioneerd worden in relatie tot de benodigde verbindingsruimte, zijn hier de poortplaatsing en verbindingsmogelijkheden al bij voorbaat vastgelegd (fig. 6). Dit is enerzijds voordelig omdat zo de gate array grotendeels in een groot produktievolume (d.w.z. tegen lage stukskosten) te vervaardigen is. Dit halffabricaat bevat alle actieve en passieve elementen behoudens een deel van de bedrading. Dit laatste wordt per individueel ontwerp (dus kleine serie) afgerond. Op deze wijze worden de stukskosten van een grote serie bereikbaar gemaakt voor een kleine. Anderzijds nemen de kosten door de verspilling van oppervlak toe, immers:

* de bedradingsruimte heeft een maximale capaciteit. Wordt deze bereikt, dan is een deel van de poorten ontoegankelijk geworden.

* een specifieke gate array heeft een maximale capaciteit. Wat niet nodig is voor een specifiek ontwerp, is toch aanwezig in de array en neemt dus oppervlak in.

Het is derhalve essentieel om de juiste gate array te kiezen voor de realisatie van het ontwerp (Spaanenburg, 1982).

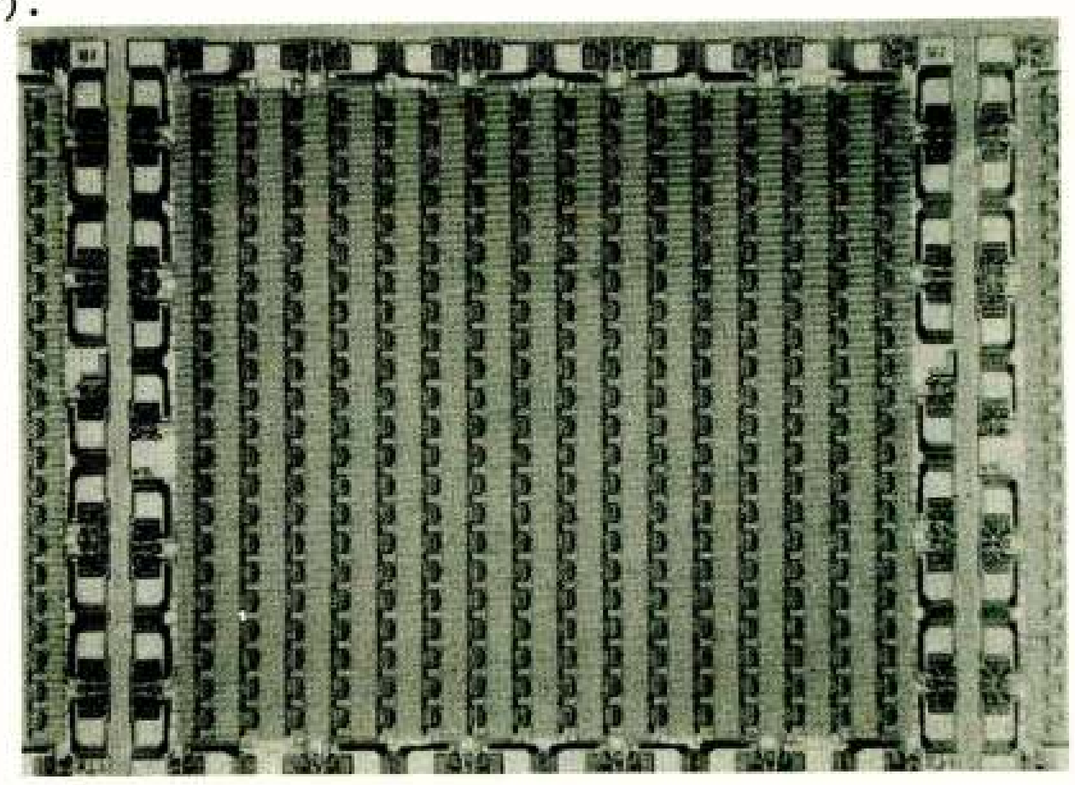


Fig. 6. De PCF 0700 gate array van Philips.

Onafhankelijkheid van leverancier

De halfgeleiderfabrikant zal veelal zorgdragen voor de benodigde ontwerpmiddelen. Het gebruik hiervan betekent dat het ontwerp alleen bij deze fabrikant geïntegreerd kan worden. De enige uitzondering is de gate array, waar second-source overeenkomsten tussen verschillende leveranciers bestaan. Het alternatief is om uit te gaan van een symbolische layout (fig. 5d) en een deel van de ontwerpcyclus opnieuw af te werken. Dit is een veruit moeizamer gang van zaken.

Om het afhankelijkheidsprobleem te ondervangen worden momenteel twee wegen bewandeld. De eerste is het procesonafhankelijk maken van de software. Hiertoe wordt aan de programmatuur een zgn. technologie-file toegevoegd. Bij verandering van fabrikant hoeft dan slechts deze file gewijzigd te worden, waarna een computer run het gewenste resultaat oplevert. Het alternatief is een set gegeneraliseerde ontwerpregels gebaseerd op een gegeneraliseerde procesbeschrijving (Conway, 1979). Men volge een ontwerpcursus, welke een leek in enkele weken tijd opleidt tot ontwerper van geïntegreerde systemen (Hon, 1979). Langs deze weg mondt een ontwerp uit in een IC maskerbeschrijving in Caltech Intermediate Format (kortweg CIF). De layout wordt uitgedrukt in λ als eenheid van maatvoering en steunt op hetzij een NMOS hetzij een CMOS proces. Een silicium makelaar kan deze CIF beschrijving converteren naar de specifieke eisen van een fabrikant (λ = 2 à 2.5 μm). Een bijkomend voordeel van de CIF aanpak, is dat de silicium makelaar nu over kan gaan tot het

ebruik van de zgn. "multi-project chip". (M.P.C.) Conway, 1981). Een aantal ontwerpen worden op 1 plak erenigd en tesamen geïntegreerd. De consequentie is, at zo de produktiekosten gedeeld worden door de rojectdeelnemers.

NTWERPMIDDELEN

e ontwikkeling van ontwerpmiddelen loopt parallel an die van computersystemen. In het begin, toen ardware duur was, hadden ontwerpmiddelen het karakter an programmatuur op algemeen bruikbare computers. IC ntwerpers waren niet te onderscheiden van andere ebruikers van het systeem.

Naarmate de prijs van hardware daalde en die van oftware steeg, kwam er behoefte aan specifieke, ntelligente randapparaten (b.v. tekentafel). Dit geldt egenwoordig des te sterker, nu voor software een prijs an 100 USD per regel code gehanteerd wordt. Voor ecompliceerde invoer/uitvoer processen zal dan ook en specifiek systeem op zijn plaats zijn.

De eigenschappen van de ontwerpmiddelen variëren terk met de aard van de beoogde manipulatie (fig. 7). aarom zullen ze in het hierna volgende in dit opzicht eclassificeerd worden.

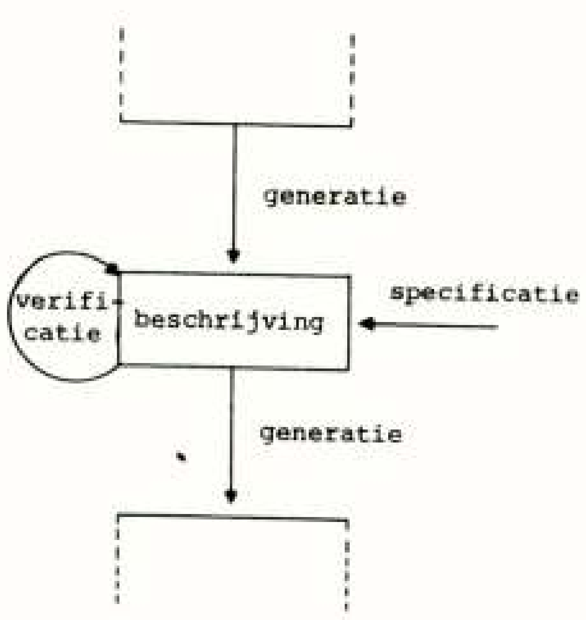


Fig. 7. Ontwerpmanipulaties

pecificatie

en ontwerp zal aan de computer gepresenteerd moeten orden, voor er verdere bewerkingen door de computer laats kunnen vinden. Vanouds gebeurt dit alpha-umeriek, d.w.z. er is een specificatietaal waarvan e IC ontwerper kennis zal moeten nemen. Voor de iverse niveau's van abstractie b.v. logisch diagram, ircuit diagram, masker layout etc. bestaat een parte taal. Dit vergt niet alleen opleiding van e gebruiker, maar bovendien leidt de wijze van nvoer tot een grote kans op fouten. Veruit te refereren is dan ook het gebruik van een graphisch eeldstation (fig. 8). Dit stelt de ontwerper in staat ot een interactieve graphische/alphanumerieke invoer et onmiddellijke visuele terugkoppeling. De kans op outen is dan sterk gereduceerd. Zulke systemen zijn momenteel beschikbaar in de prijsklasse 50.000 USD tot 200.000 USD.

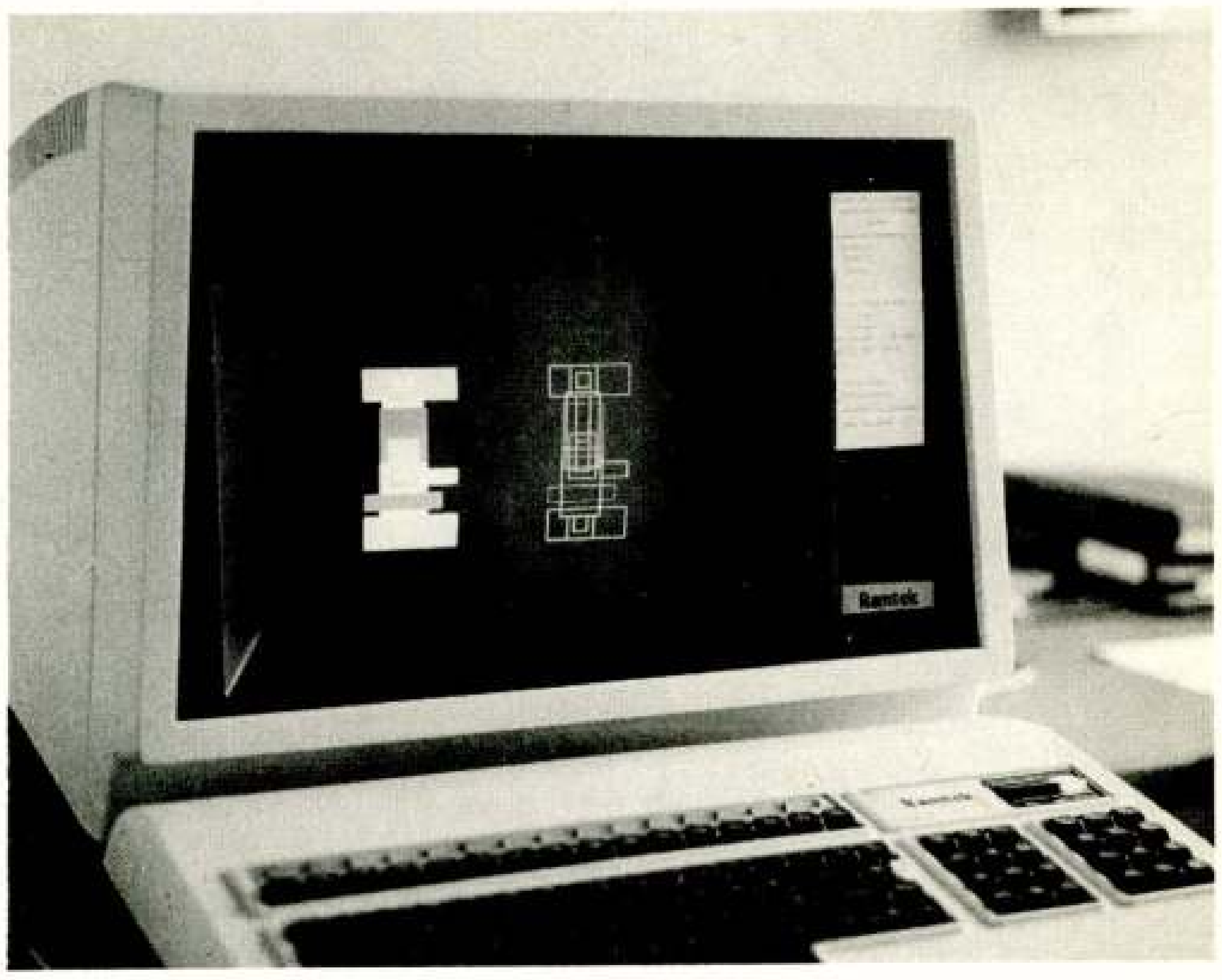


Fig. 8. Een masker ontwerpstation. (Ramtek 6214)

Generatie

Is er eenmaal een beschrijving aanwezig in de computer, dan kan deze (semi)automatisch een beschrijving op een lager abstractie niveau genereren. Is bijvoorbeeld een logisch diagram ingevoerd, dan kan dit onder directie van de gebruiker getransformeerd worden tot een maskerlayout. Vele van de algorithmes, die hiervoor in gebruik zijn, komen niet in een eindige rekentijd tot een optimale oplossing, zodat enige heuristiek noodzakelijk is. Indien gewenst kan de ontwerper op het resultaat interactief wijzigingen aanbrengen (fig. 9). De benodigde hard- en software is op koop en lease basis beschikbaar, met name voor de polycell en gate array layouts.



Fig. 9. Station voor interactieve manipulatie van een polycell layout. (Tektronix 4012)

Verificatie

Na invoer en/of generatie zal geverifieerd moeten worden of het bereikte resultaat overeenkomt met het gewenste. Hiervoor staan een veelheid van programma's ter beschikking: circuit simulatie, logische poortsimulatie, masker verificatie. Deze programmatuur is veelal rekenintensief en vergt een relatief machtige computer. Zo vergt een uitputtende masker verificatie voor een gemiddeld IC op een Eclipse computer nog een 60 CPU uren. In hoeverre deze middelen noodzakelijk zijn, is sterk afhankelijk van de gebezigde ontwerptechniek. Bij de drie eerder genoemde methoden (polycell, gate array en Conway/Mead) zal de noodzaak uiterst gering zijn.

CONCLUSIE

In het voorgaande is beschreven wanneer een maat IC een kosten effectieve oplossing voor een digitaal systeem kan zijn. Vervolgens is verhaald welke ontwerpmethoden gangbaar zijn en wat ervoor nodig is om ze te gebruiken. In fig. 10 worden de drie aanpakken nog eens vergeleken. Dit alles is slechts een ruwe weerspiegeling van wat de ontwerper ter beschikking staat en gaat staan. Met name is er momenteel een sterke ontwikkeling gaande in proces-onafhankelijke, gebruikersvriendelijke ontwerpmiddelen. Deze zijn gericht op een vermijding van specifieke talen en op vergroting van het overzicht, zodat het bereikbaar wordt om met een grote "ontwerp-opbrengst" in enkele manmaanden van idee naar geïntegreerde prototype te komen. Hierdoor is het maatontwerp van een digitale geïntegreerde schakeling bezig tot een economisch verantwoorde realiteit te geraken (Morel, 1962) (Duin, 1982).

	max. aantal transistoren	produktie volume	kosten in USD	turn-around tijd in weken
gate array	2K - 10K	1K - 10K	25K (+ 14)	8 - 12
polycell	10K	10K - 50K	60K (+ 10)	10 - 15
Mead/Conway makelaardij	20K	1 - 50K	3K (+ 15)	4 - 6

Fig. 10. Vergelijking van drie ontwerpmethoden. Tussen haakjes zijn de stuksprijzen vermeld.

REFERENTIES

Conway, L. and Mead, C.A., "Introduction to VLSI systems", Addison-Wesley, Reading, Mass., 1980.

Conway, L., "The MPC Adventures", rpt. VLSI-81-2, Xerox-PARC, januari 1981.

Duin, P.B., "Serieel besturings IC voor een eenvoudige multimeter", afst. verslag nr. 1217.3972, TH-Twente, Enschede, november 1981.

Fairbairn, D.G., "The silicon foundry: concepts and reality", LAMBDA, 1ste qrt., pp. 16-26, 1981.

Hon, R.W. and Sequin, C.H., "A guide to LSI implementation", rpt. SSL-79-7, Xerox-PARC, januari 1980.

Mead, Carver A., "VLSI and Technological Innovation", 1ste Caltech Conf. on VLSI, 22-24 jan. 1979, pp. 15-28.

Moore, Gordon E., "Are we really ready for VLSI?", 1ste Caltech Conf. on VLSI, 22-24 jan. 1979, pp. 3-14.

Morel, R.J.L., Luchtmeyer, R.C.C. and Spaanenburg, L., "STAS: A mixed-level specification tool for VLSI chip assembling and simulation", TENCON '82, Hong-Kong, 1982.

Mudge, J. Craig, "Design methodologies for very large scale integrated circuits", NATO Advanced Study Institute, Louvain-la-Neuve, juli 1980.

Spaanenburg, L., "Overzicht van commercieel verkrijgbare gate-arrays", uitgave van INNOVEL, postbus 285, 's-Gravesande.

Voordracht gehouden op 16 april 1982 op THT tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 306), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

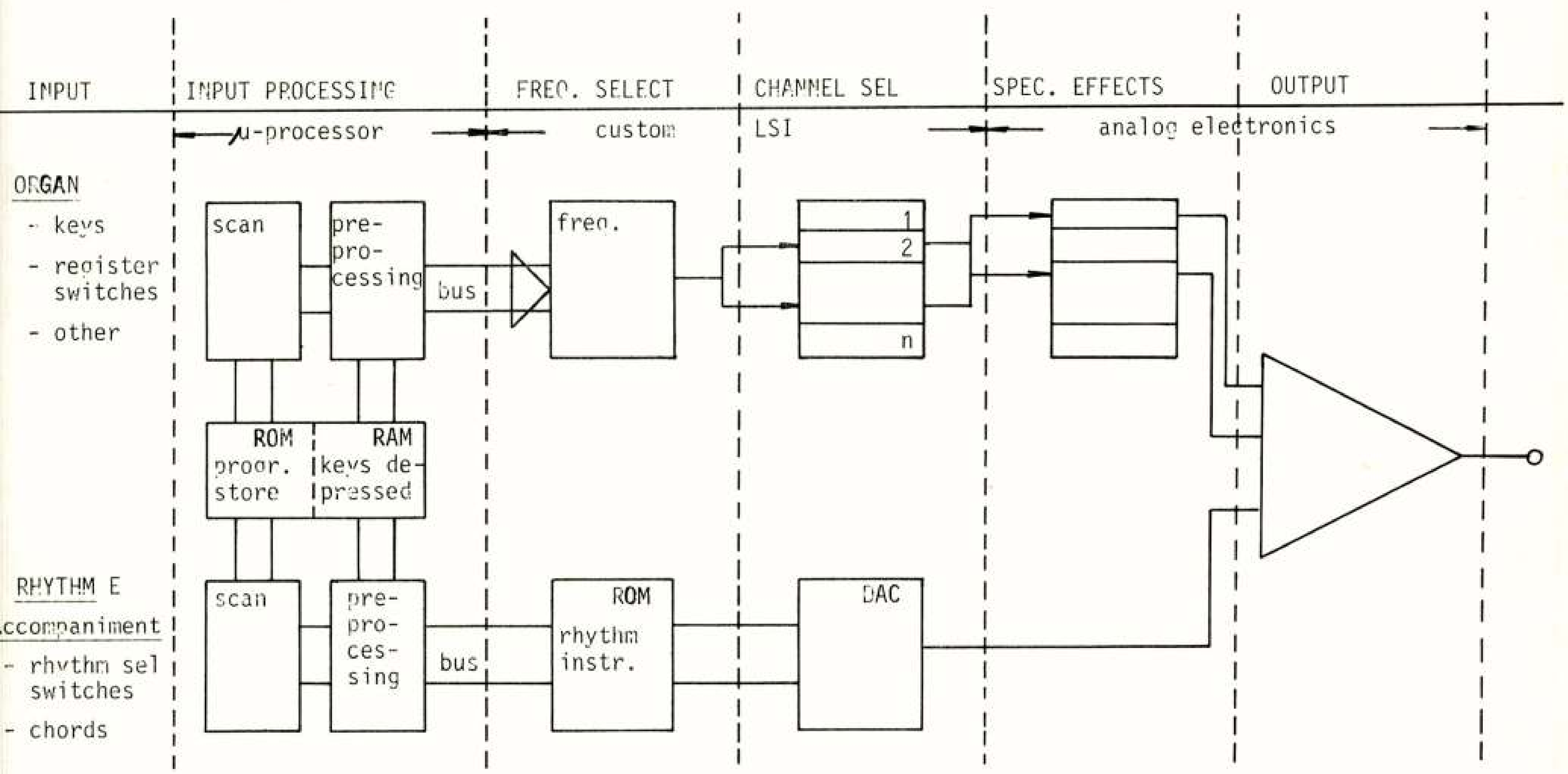
EXPERIENCES WITH CUSTOM DESIGN

Ir. R.M. Devlaeminck
R & D Manager, B.V. Eminent

. INTRODUCTION

1. Company: "Eminent" located in Bodegraven Holland, manufacture and sell electronic organs in a price range between Dfl. 2.000 and Dfl. 17.000.
   Net sales (1981): 55 mio. Dfl.
   Employees : 450
   R & D plus Engineering: 42.

2. Product: electronic organs characterized by the functional diagram depicted below:



. REASONS FOR EMINENT TO ENGAGE IN CUSTOM-LSI

Generally stated: what are the reasons to continuously pursue a higher level of integration of el. circuitry.

1. Targets
   - Price
     Reduction of the labour-content of a product.
   - Reliability
     Reduction of the number of interconnections as there are
     - between the components (p.c. board)
     - between p.c. boards (cable-harnesses).

     Although these interconnections are replaced by metal masks on the chip, the latter are by far more reliable as they were applied under tight process control conditions, whereas the regular "hand-made" connections are usually manufactured during an unpredictable production process.
   - Quality costs
     Higher integration level improves quality control and assurance and enables you to
     - accelerate the testing trajectory.
     - to put all testing effort up front rather than towards the final stage of production.
   - Space
     Obviously a custom LSI is a great space-saver.
   - Operational flexibility
     Diligent selection of subsystems to be integrated may lead to ease of production of a product family by system modularity.

2. Drawbacks
   - High investment
   - Technical risk is not zero
   - No marketing flexibility
     All products look alike, no enhancements are possible.
   - Because of relative long project cycle (over one year from spec's to Production) the specific solution may become obsolete by the time the product is available.

C. PROJECT CONTROL

MILE STONES	EXPEN- DITURES	TIME ELAPSED	RESPONSIBLE PERSONS
1. Functional spec's	-	-	customer
2. Analysis - Breadboard - Comp. simulation - Logic simulation	15%	10%	Design House
3. Specification Freeze Design order	33%	15%	
4. Chip design PG tapes	67%	45%	
5. Samples Type approval	84%	85%	Semicond. Manufact.
6. Production	100%	100%	

OBSERVATIONS
- At the start of stage 3, a Functional and Technical specification mutually agreed upon, should be present in a clear and comprehensive manner.
- It is relatively easy to specify the chip performance. However the things the circuit should not do under certain conditions, is hard to describe.
- Ample time should be assigned in writing the specifications as these are the basis of future success.
  If the samples comply with these specifications, but do not function in the product the consequences may turn out catastrophic.
- Financial and legal responsibilities for each stage of the game should be clearly defined and well in advance.
- After each and every mile stone a formal protocol should be written and certified by all parties involved.
- Regular project reviews should be called every three weeks.
- After transfer of the PG tapes it is recommended to have one person assigned (either from the customer or the design house) to the project at the manufacturer of the chip, for as long as it takes to produce the first samples.

D. EXPERIENCES OVER THE PAST
1. in 1980 a full custom design failed to meet the yield limits for economical production. As this became apparent in the production stage the repercussions for the organ production were disastrous not to mention the amount of money wasted in chip and system development.
2. Selection of supplier.
   - Not too big a company.
   - Independent.
   - Provided with (subcontracted) design facilities.
   - In house technology suitable for the circuitry to be designed.
3. At the moment Eminent has three chips in the design stage, with sizes of resp. 6, 12 and 20 mm². Areas of 6 and 12 mm² are usually considered sub-optimal, but in this case the real limitations were the number of pins.
4. Design costs: approx. Dfl. 20.000 per mm².
5. Product costs: $ 5.00 to $ 7.00 dictated by quantity.
6. Because of the high level of initial investment only a few companies can afford a full custom LSI project.
7. Eminent has no intentions to install an in-house CAD facility for the purpose of (semi)custom design of chips.
8. As part of a quality strategy, Eminent seeks to eliminate incoming inspection of LSI chips.
   We try to achieve this by:
   - having the device tested (to our test spec's) at the supplier
   - having the device burnt-in (at extra cost) for as long as the test results justify the need of it. (functional verification on the p.c. board is an in-house q.c. procedure)
   - feed back of the results of the functional test to the supplier of the chips.
   - source inspection at the supplier's site if proven necessary.

Voordracht gehouden op 16 april 1982 op THT tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 306), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

KLANTGERICHT ONTWERP ?

dr. ir. Edmond Janssens
INCIR N.V., LEUVEN

To make custom I.C. design available to a broader public one needs to lower development costs and shrink development time. Computer aided design tools adapted to be used by a non I.C. designer will bring I.C. design to the customer, in order to reduce development time and cost. Prototyping and small volume production costs are further reduced by semi-custom design techniques.

. INLEIDING

n de wereld rondom ons kan men niet voorbij gaan aan et impakt van de mikro-elektronika op de samenleving n ekonomie. Indien de bedrijven konkurentieel willen lijven of worden zullen ze van deze evolutie zoveel ogelijk gebruik moeten maken. De mikro-elektronika eeft op deze noodzaak ingespeeld en biedt deze bedrijen een dienst aan onder de vorm van klantgericht onterp of custom design.

ooreerst zullen de voor- en nadelen van de custom esign en hun toepassingsgebieden, namelijk de gate rrays, de standaard cellen en de full custom.

I. VOOR- EN NADELEN VAN EEN CUSTOM DESIGN.

) De kostenbesparing.

mwille van de fabrikagetechniek is een geïntegreerde chakeling, en dus ook een custom IC, in se een massarodukt.
n voldoende aantallen aangemaakt is het IC dus zeer oedkoop. Daartegen staan de vrij hoge ontwikkelkost en tartkost. Het is pas indien de ontwikkelkost over een oldoende stukaantal kan gespreid worden dat een custom C aantrekkelijk is. Dit stelt een onderste grens aan e ekonomische bruikbaarheid van een custom design.
e kostenbesparing wordt berekend relatief ten opzichte an de vervangingswaarde van dezelfde schakeling uitgeerd met standaardkomponenten (TTL IC's). Een typische ubbelzijdige PC-kaart bestukt met 35 TTL IC's met een obale komplexiteit van 1.000 logische elementen ate's) heeft een produktiekost van ongeveer 20 dollar clusief de bewerkingen op de PC kaart en het testen.
ze 20 dollar vormt een richtprijs voor de ekonomische aluatie van de drie soorten custom design.
ze vergelijking is niet eerlijk ten opzichte van cusm IC's. Immers de meeste custom IC's bevatten eveneens et standaard elementen.

De ruimtebesparing.

t spreekt voor zich dat vervangen van 35 komponenten or een enkele plaatswinst oplevert op de PC kaart.
t toestel wordt kleiner en goedkoper. Ook de stapelen verzendingskosten worden kleiner. Zelfs de behuizing kan aangepast worden aan de wensen van de klant.
Belangrijk is ook dat de vermogendissipatie verlaagt, geforceerde koeling is overbodig en batterijvoeding wordt mogelijk. De besparingen die hier uit voortvloeien zijn niet eenvoudig te evalueren en zijn dan ook niet in de vergelijking opgenomen.

C) De betrouwbaarheid.

De betrouwbaarheid van het produkt verhoogt door de drastische beperking van het aantal komponenten en vooral door het wegvallen van bijna alle soldeerverbindingen. Ook verlopen de herstellingen sneller en eenvoudiger.

D) De implementatie van bijzondere funkties:

Ook funkties die niet standaard verkrijgbaar zijn kunnen op de IC geplaatst worden. Hierbij wordt ondermeer gedacht aan bijzondere input-output buffers, aan interfacen met de analoge buitenwereld en aan analoge signaalverwerking. Schakelingen, die aan eisen moeten voldoen die niet met standaard komponenten haalbaar zijn, worden met voordeel gerealiseerd met een custom IC.

E) De additionele features:

De schakeling van de klant kan vrijwel altijd uitgebreid worden of meer performant worden zonder extra kosten. Zo kan hij voor dezelfde kost een toestel aanbieden met meer mogelijkheden en een voorsprong op de markt opbouwen.
De schakeling zelf kan meestal verbeterd worden en men kan dan besparen op uitwendige komponenten, bijvoorbeeld de klokgenerator kan op het IC, een seriële interface in plaats van een parallelle geeft aansluitpinnen vrij voor andere funkties.

F) De bijkomende bescherming:

Een toestel opgebouwd uit standaardkomponenten is vrij eenvoudig te kopiëren. Dit is veel minder voor de hand liggend met een custom IC. Verdere bescherming kan men

in het IC inbouwen (in hard- of software). Indien de klant het wil kunnen op het toestel alleen de bijkomende modulen van de klant zelf aangesloten worden.

Naast deze voordelen heeft het custom IC ook nadelen:

G) <u>De hoge ontwikkelkosten</u>:

Deze lopen hoog op voor een custom IC en bedragen ongeveer 80.000 tot 120.000 dollar. De produktieprijs voor grote aantallen is echter laag; van 15 dollar voor een stukaantal van 10.000 en daalt tot 5 dollar voor een stukaantal van 100.000. Vanaf ongeveer 20.000 stuks wordt de custom IC ekonomischer dan de versie met standaardkomponenten.

H) <u>Niet flexibel</u>:

Vanaf het ogenblik dat de klant het ontwerp overdraagt aan de IC ontwerper kan de schakeling niet meer veranderen voor de ganse levensduur van de custom IC. Ontwerpen met standaardkomponenten laten enigszins nog wijzigingen toe. De klant wil dan ook de zekerheid dat het custom IC volledig voldoet. Hier speelt de verantwoordelijkheid van het designhuis een grote rol. Het designhuis moet de volledige verantwoordelijkheid opnemen, alhoewel het dit meestal niet doet. Het moet de toepassing van de klant volledig ontleden om zodanig tot een optimaal ontwerp te komen. In sommige gevallen moet het ontwerp van de klant gans herdacht worden om het met voordeel te implementeren in een custom design. Anderzijds moet het designhuis kontrole hebben over de kwaliteit die de producent aflevert. Dat komt neer op het feit dat het designhuis ook de IC's test. Het ontwikkelen van het testprogramma is eveneens een opdracht van het designhuis.

I) <u>De wachttijd</u>:

Van koncept tot produktie duurt een tot twee jaar. Het risiko van de klant is dus vrij hoog. Dat alles maakt voor een klant de stap naar custom design niet gemakkelijk. Moderne CAD technieken en aangepaste produktie methoden verkleinen de ontwikkelkost en verkorten de wachttijd. Custom design wordt dan verantwoord voor kleine reeksen. Door aan de klant zelf de nodige hulpmiddelen te geven kan hij meer vat krijgen op het eigenlijke ontwerp.

<u>III. DE SEMI-CUSTOM DESIGN.</u>

Het ontwerp van een IC bevat twee stadia:

* Het circuit design: het elektrisch gedrag van het toekomstig IC wordt nagegaan aan de hand van een simulator. Hier maakt men ook het schema geschikt voor integratie en houdt men rekening met de testbaarheid.

* De actualisatie of de lay-out:
Dit kan volledig automatisch gebeuren.

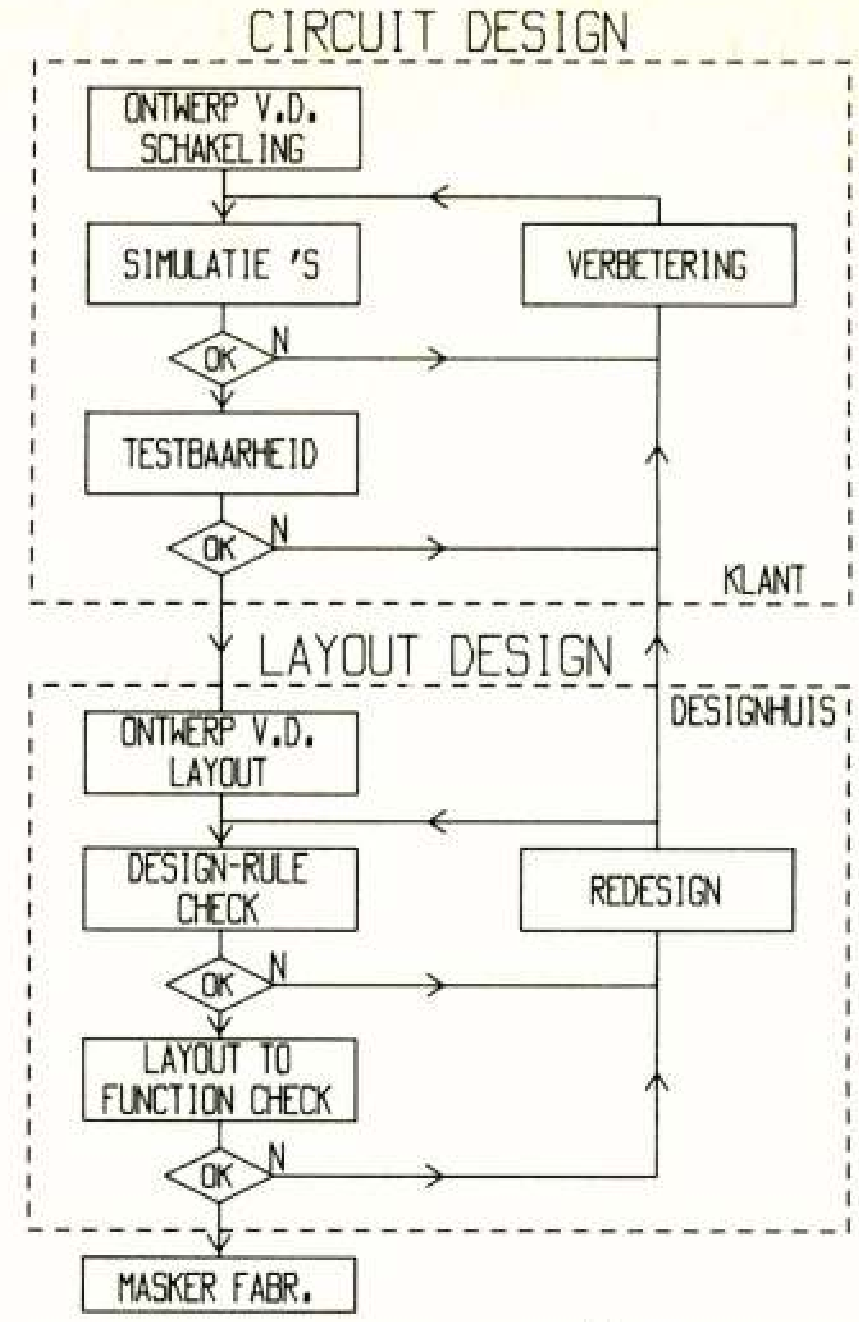


Fig. 1: De ontwikkeling van een geïntegreerde schakeli
verloopt in twee stadia. Het circuit design,
waarvoor geen IC kennis vereist is, kan door d
klant gebeuren. De lay-out wordt dan, al dan
niet automatisch gegenereerd door het designhu
omdat hier uiteraard wel IC kennis voor nodig

Indien de klant middelen heeft om op ondubbelzinnige w
ze een IC-geschikt ontwerp te maken, dan kan hij meer
spraak krijgen en zelfs volledig het circuit design ov
nemen.

De klant beschikt daartoe over:

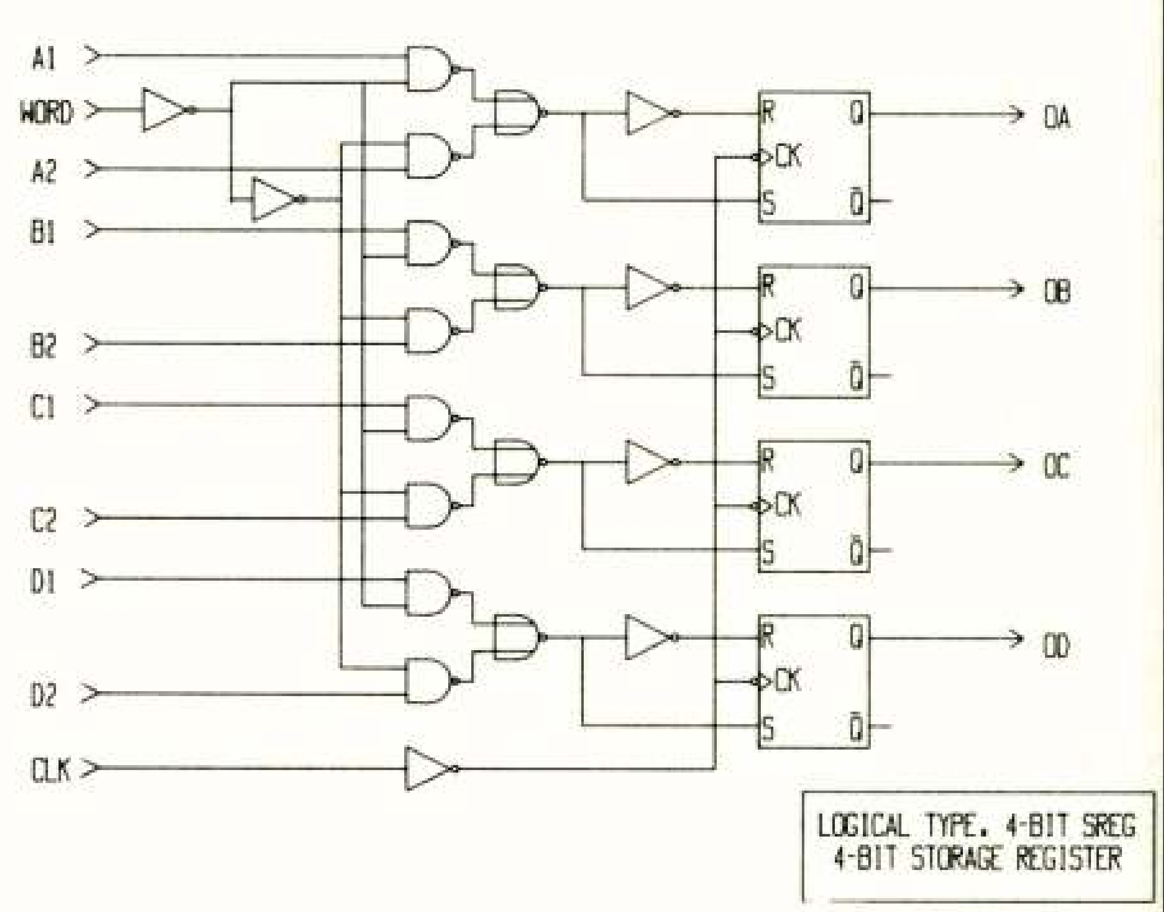
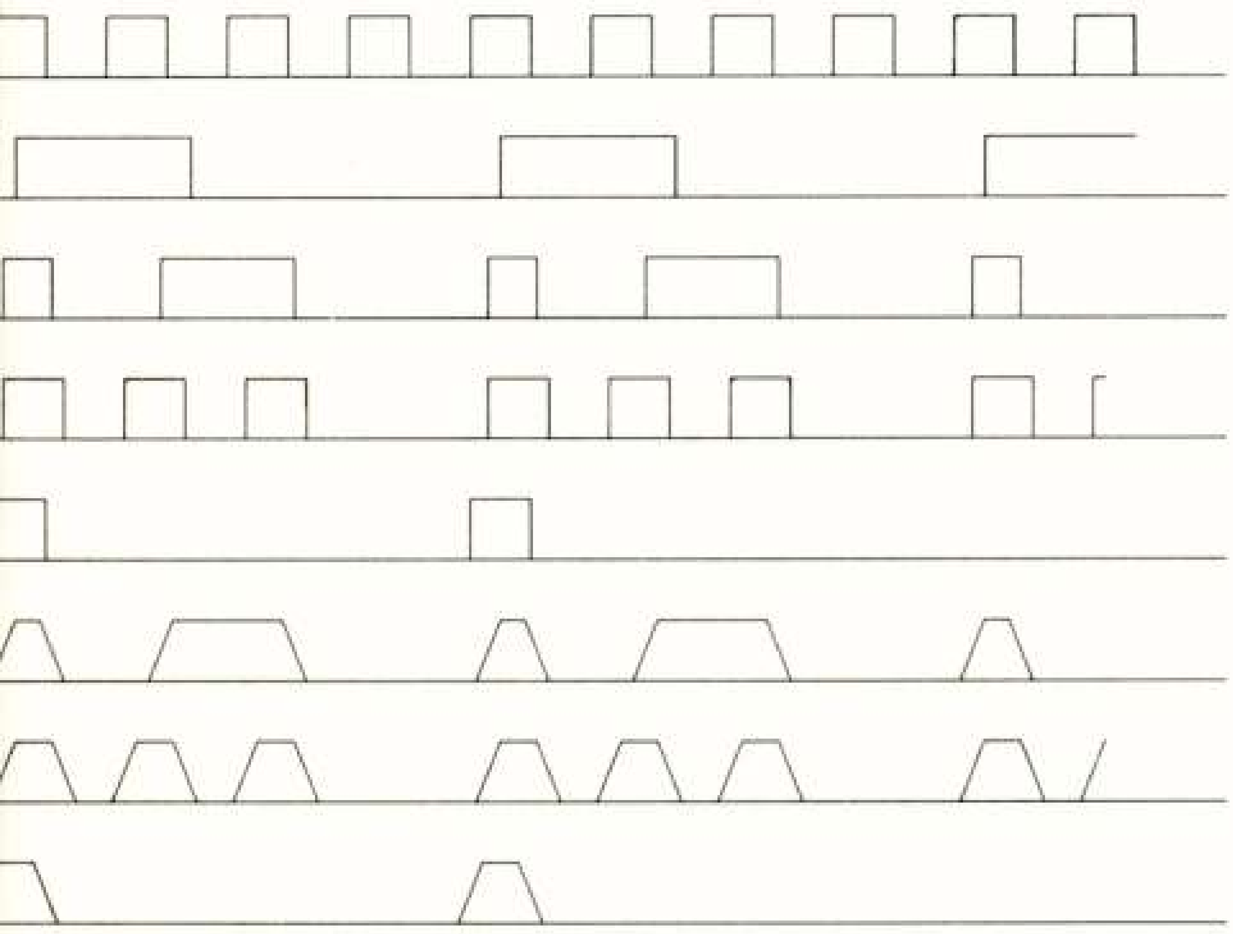


Fig. 2: <u>De Schematische Editor</u>: De klant genereert h
te realiseren netwerk via het beeldscherm va
zijn werkstation. De bouwstenen waarover hij
beschikt zijn door het designhuis vooraf ged
finieerd. De input van de simulator wordt ui
het schema afgeleid.

) de schematic editor: (ref. 1) De klant stelt daarmee ijn schema samen op dezelfde manier als hij het zou ekenen. Deze editor genereert de gegevens voor de simuator.

) de simulator: (ref. 2) Deze brengt het elektrische edrag van de schakeling naar voren op dezelfde manier ls een logische analyser doet.



ig. 3: De simulator: De output van de simulator verschijnt op het scherm onder dezelfde vorm als de spanningen van de schakeling kunnen bekeken worden met een meerkanaalskoop.

) de kataloog van bouwstenen: Dit zijn de onderdelen ie de klant ter beschikking heeft om het IC op te bouen. Deze bouwstenen zijn vooraf gekarakteriseerd en hun eschrijving wordt gebruikt zowel in de simulator als in lay-out fase.

klant kan dus net op dezelfde manier als met stanardkomponenten, zijn schakeling opbouwen en aftasten. t designhuis moet voldoende kontrole uitoefenen zodat t de klant een werkende schakeling kan garanderen. Het signhuis moet ook instaan voor het ontwikkelen en kakteriseren van nieuwe bouwstenen.
t deze hulpmiddelen heeft de klant niet alleen een tere kontrole over het ontwerp maar kan hij ook de stpatronen ontwikkelen.
dit stadium gaat de klant naar het designhuis met een hema dat onmiddellijk in een lay-out kan gegoten worn.
t kan op twee manieren:
met voorgebakken schijven = gate arrays.
met standaardcellen.

. DE GATE ARRAYS:

ze techniek gebruikt schijven die afgewerkt zijn op de atste stap na. (voorgebakken). Alle elementen zijn reeds aanwezig, maar nog niet verbonden De verbindingen, die automatisch (ref. 3) of met de hand gelegd worden, personaliseren de schakeling. De ontwikkelkosten zijn dus veel lager. Er moet slechts één masker gemaakt worden (ongeveer 1.000 dollar) en de schijven zijn goedkoop omdat ze in massa aangemaakt worden. De startkosten bedragen meestal niet meer dan 2.000 dollar. De stukprijs voor kleine reeksen (5.000 stuks) is ongeveer 12 dollar. Indien men mag stellen dat de ontwikkelkosten door de klant gedragen worden, zij zullen trouwens dezelfde zijn als voor de ontwikkeling van een PC kaart, dan blijkt dat vanaf enkele honderden stukaantal de gate array verantwoord is tenopzichte van standaard komponenten.

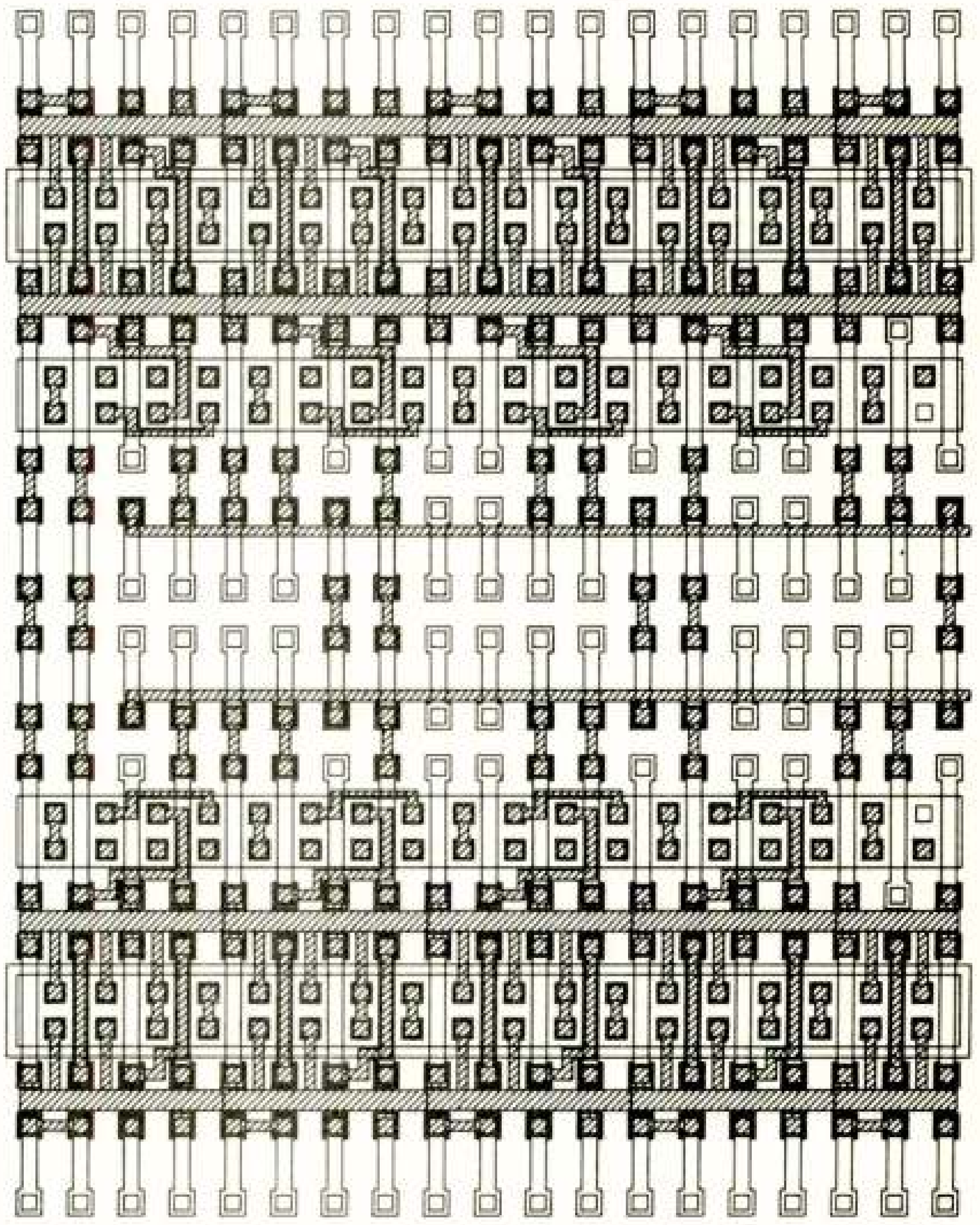


Fig. 4: De Gate Array: De basisbouwstenen, de transistoren, zijn reeds vooraf afgewerkt. Het interconnectieniveau, de laatste laag is gearceerd weergegeven.

De wachttijd kan zeer kort zijn; tot 2 weken.

De gate array heeft ook nadelen. De gate array bestaat meestal uit een aaneenschakeling van transistoren met aan de rand de input-output buffers. Met deze beperking moet rekening gehouden worden bij de konceptie. Daarnaast bestaan er ook gate arrays met lineaire bouwstenen. Een gate array kan nooit volledig gebruikt worden omdat een gedeelte van de aktieve elementen afgesneden wordt door de andere verbindingen. Een typische benuttingsgraad is 70%. Stijgt de komplexiteit dan wordt de plaats, ingenomen door de verbindingen, te groot en rendeert de gate array niet meer. De meeste automatische plaatsingsalgoritmen leveren trouwens geen volledig verbonden netwerk. Het leggen van deze bijkomende verbindingen is zeer tijdrovend. Gate arrays van 5.000 elementen worden nog renderend geacht.

V. MET STANDAARD CELLEN:

Deze techniek gebruikt bouwblokken die vooraf gekarakteriseerd werden en waarvan de lay-out aan bepaalde standaarden moet voldoen. Deze standaard cellen worden in de lay-out fase op het IC vrij geplaatst en met elkaar verbonden. Dit kan zowel manueel als automatisch. (ref. 4)

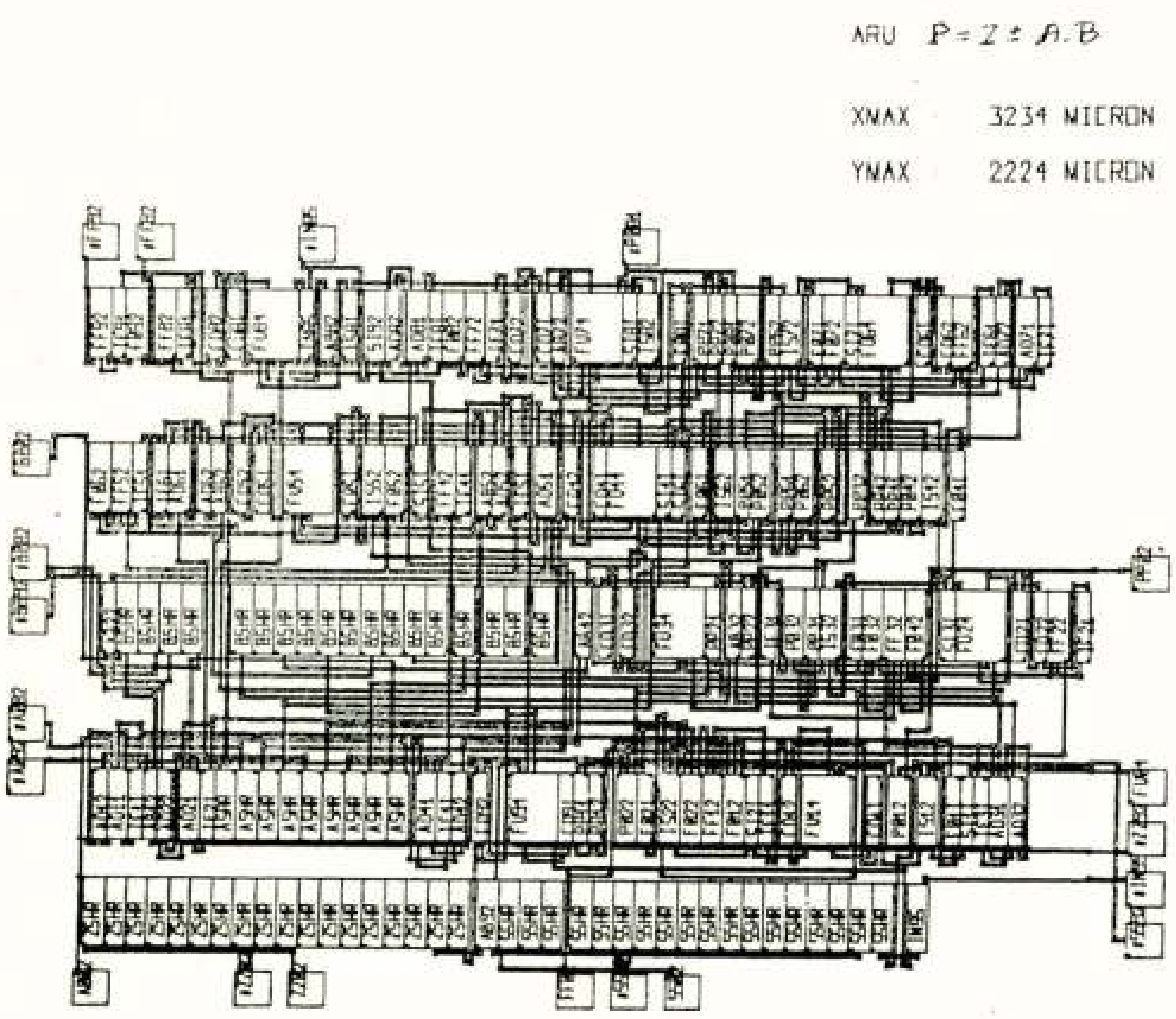


Fig. 5: De Standaard Cellen: Deze figuur toont een foto van een beeldscherm met de plaatsing van de bouwstenen bij een lay-out met standaardcellen.

De startkosten zijn hoger dan bij gate arrays omdat de schijven het ganse proces moeten doorlopen. Ze bedragen 30.000 tot 40.000 dollar. De produktie kosten liggen lager, ongeveer 8 dollar. Standaard cellen worden dus renderend vanaf 3.000 stuks per jaar. De wachttijd is 6 tot 8 weken.

Deze techniek is belangwekkend omdat zij de klant een grote kans op welslagen geeft en weinig beperkingen oplegt. De klant kan vragen, cellen naar zijn specifikatie te maken.

De dichtheid ten opzichte van de gate array is veel hoger. De cellen worden zo geplaatst dat de lengte van de verbindingen minimaal is. Maar toch is het verlies aan oppervlakte ten opzichte van een full custom vlug 30%.

De startkosten kunnen nog verder gedrukt worden door meerdere ontwerpen op een schijf te plaatsen. (MCP of Multiple Chip Project) of door rechtstreeks op de schijf te schrijven zonder maskers met elektronbeam apparatuur.

VI. HIERARCHISCH ONTWERP:

Naargelang een schakeling meer struktuur gaat vertonen, dit wil zeggen een bepaalde herhaalbaarheid en een verband met de omgevende schakelingen, zijn de twee hoger genoemde ontwerpmethoden minder renderend. Deelschake- lingen die geheugens bevatten, PLA's, ALU's, multiple demultiplexers en registers vallen onder deze kategor

Voor deze schakelingen vertrekt men van een schema op bouwd uit symbolen (symbolic lay-out).
Het wordt daarna automatisch omgezet naar de werkelij lay-out en gekompakteerd. Bij deze kompaktie wordt re ning gehouden met de lay-out regels en worden restrikties opgelegd aan de verbindingen zodat deze aansluit op de andere deelschakelingen. Eveneens worden de nod gegevens voor de simulator gegenereerd. Deze bouwsten worden dan verder gebruikt in deelschakelingen. Zo on staat een hiërarchisch en juist aansluitend ontwerp. Ingewikkelde schakelingen (tot 500.000 transistoren) kunnen gemaakt worden met optimale benuttiging van he silicum.

VII. BESLUIT:

Custom IC's openen voor de klant de mogelijkheid om k kurentieel te blijven zowel op ekonomisch vlak als wa performantie van zijn produkten betreft. CAD hulpmidd len houden de ontwikkelkost laag, verkorten de wachtt vergroten de inbreng van de klant en maken kleine ree sen custom IC's verantwoord. Drie gebieden zijn te on scheiden.

- De gate arrays voor kleine reeksen van weinig kompl schakelingen.
- De standaard cellen voor grotere reeksen met redeli komplexiteit en speciale funktie.
- Full custom design enkel voor grote oplagen. Gestru tureerd hiërarchisch ontwerp laat toe zeer komplexe schakelingen te integreren.

Referenties:

Ref. (1) tot (5). De CAD programma's hier vermeld zij een produkt van Silvar-Lisco.

Voordracht gehouden op 16 april 1982 op THT tijdens ee gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 306), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

KWALITEITSEISEN BIJ CUSTOM DESIGN

A.C.M. Renirie
Vitatron Medical B.V.

Hieronder wordt beschreven de speciale problematiek die gepaard gaat met het gebruik van custom design chips, waarbij een hoge kwaliteitsstandaard vereist is in verband met het gebruik in implanteerbare medische apparatuur, in dit geval hartstimulatoren (pacemakers).

LGEMEEN

e behoefte aan custom design ontstond door de vraag aar steeds kleinere maar tevens complexere pacemakers. nder complex wordt hier verstaan: meerdere funkties.

Tevens houdt een integratie op een chip een ver-etering in van de kwaliteit omdat deze meer door het antal bondingen en doorverbindingen wordt bepaald dan oor de halfgeleider zelf.

Volgorde van de gebruikte ontwikkelingen in ons edrijf:

) Diskrete componenten in een epoxy omhulling.
) Bestaande chips verpakt in een custom verpakking, gemonteerd met andere componenten op een dikke film substraat tot een hybride circuit.
) Custom design bestaande uit een universal array (combinatie van I^2L en bipolaire transistoren).
) Single chip C-mos full custom design in custom verpakking.
) Combinatie van C-mos custom design, met custom design universal array chips, en bestaande micro-processor, Rom's en Ram's.

Op de punten A) en B) ga ik niet verder in omdat eze niet vallen onder het hoofdstuk Custom Design.

USTOM DESIGN

nze eerste ervaringen met custom design waren circuits ebaseerd op een bestaand universal array dat geleverd erd door een firma in San Fransisco.

In samenwerking met de Stanford Universiteit al-aar werd eerst onderzocht of dit array qua betrouw-aarheid voor hartstimulatoren gebruikt kon worden. erder werd ook onderzocht of de specificaties van de alfgeleiders geschikt waren voor de extreem lage tromen die wij gebruiken, b.v. instelling van een I^2L nvertor op 10 nA per gate en totale stroom voor een ersterker van 0,2 µA bij een spanning van 2,8 V. Op asis hiervan zijn diverse typen pacemakers ontwikkeld n ongeveer 20.000 units gefabriceerd.

Het voordeel van een universal array is, dat de ont-wikkeltijd en de daarbij komende kosten relatief laag zijn en dat ook voor kleinere aantallen dit proces zeer acceptabel blijkt voor de fabrikant.

Nadelen zijn het gelimiteerde aantal componenten en een grotere oppervlakte voor dezelfde schakeling in vergelijking tot custom design (ongeveer 2 X zo groot). Dus voor complexere schakelingen (vooral meer logica) hebben wij gebruik gemaakt van een full custom chip (C-mos technologie).

Het vinden van de juiste fabrikant hiervoor was niet eenvoudig. Enkele problemen zullen gelijk zijn aan die van andere bedrijven zoals b.v. het probleem van relatief lage aantallen chips met het daarbij behorende probleem dat de fabrikant zijn ontwikkelcapaciteit ge-bruiken wil voor een produkt waar zeer grote aantallen halfgeleiders voor produktie het gevolg van zijn.

Voor ons kwamen daar nog de volgende problemen bij: de noodzaak van een zeer hoge kwaliteit van het produkt en de volledige "traceability" in verband met regels die opgesteld zijn door overheidsinstanties zoals b.v. de Amerikaanse F.D.A. Onze aanpak om deze problemen te vermijden, is de volgende.

Onze R&D groep heeft een zeer diepgaande studie ge-maakt van de processen die wij wilden gebruiken en alle voor- en nadelen bestudeerd. Door eigenlijk op deze ma-nier zelf de design-groep van de halfgeleiderfabrikant te versterken, zijn wij in staat om nu samen met een Zweedse fabrikant een custom C-mos chip van 5900 tran-sistoren te ontwerpen, te simuleren en test- en meet-voorschriften te maken in ± 6 maanden. De opleiding van onze mensen varieert van M.T.S., H.T.S. tot het niveau van ingenieur, zowel op het gebied van de hardware als van de software.

Samenvattend zijn onze mogelijkheden nu als volgt: Compleet C-mos custom circuit samen met een externe fa-brikant (voornamelijk digitale toepassing) plus 2 uni-versal arrays met bipolaire transistoren en I^2L, voor-namelijk voor analoge toepassingen. Ofschoon het moei-lijk is dit op halfgeleidergebied te verwezenlijken, is het "verpakken" van chips vanaf wafer level met de juis-

te kwaliteitseisen nog moeilijker voor wat betreft het vinden van een fabrikant. Om deze reden hebben wij een eigen micro-elektronica centrum in San Diego (U.S.A.) gebouwd. Hierin is aanwezig een metallisatie- en etch-centrum voor onze universal arrays (voor wafers hebben wij twee toeleveranciers), en verder alle mogelijkheden om chips te testen op wafer niveau en het verpakken op een zeer hoog kwaliteitsniveau. Zo wordt b.v. iedere bonding gemaakt aan een I.C. getest en is door een zeer speciaal laskabinet een relatieve vochtigheid in onze verpakkingen van kleiner dan 10 ppm mogelijk, hetgeen zeer veel lager is dan de Mil-standard vereist. Tevens is in Nederland een produktieëenheid aanwezig om dikke film hybride circuits te verwerken.

Kwaliteitsaspekten

Om u een indruk te geven van hetgeen wij vanaf het wafer niveau doen aan kwaliteitsbeheersing, volgt hier een opsomming van de belangrijkste punten.

A. Wafer leverancier.
Voordat een leverancier gekwalificeerd wordt, zijn er o.a. de volgende controles:
- voor wat betreft het diffusieproces, de procescontroles
- de reinheid van het produktieproces
- de specificaties voor de kwaliteitscontrole
- documentatie
- traceability
- C.V. plots
- praktijkonderzoek in de fabriek

B. Inspektie binnenkomende wafers en/of chips.
Controles bij ontvangst van de wafers en/of chips. Controle documentatie, visuele inspektie (100%), electrische parameters (100%), opslag gegevens van de traceability informatie.

C. Steekproef.
Steekproef controle per wafer lot:
- bonding kwaliteit
- visuele inspektie (vergroting 200 X)
- electrische funkties
- versnelde levensduurtest op 250 °C gedurende meer dan 100 uur
- controle op de glas coating

D. Chip montage.
- 100% visuele inspektie 200 X
- "sheer tests" (z.g. druktesten) 5 kg (dit wordt gedaan om te zien of de chip goed op de ondergrond gemonteerd is)
- steekproef op bondsterkte (destruktief)
- 100% trektest op iedere bonding (niet destruktief)
- vacuüm "bake out" (uitbakken) bij 150 °C gedurende 72 uur vòòr het dichtlassen
- dichtlassen, met minder dan 10 ppm vochtigheid on droge stikstof
- 100% leak test "fine / gross"
- thermische schok van -55 °C tot +125 °C 15 X
- "burn in" 168 uur bij een temperatuur van 125 °C

Dit is de samenvatting van de belangrijkste aktiv teiten die door ons op standaard en custom I.C.'s word uitgevoerd.

Testspecificaties en testapparatuur

Voor het testen van onze halfgeleiders gebruiken wij b staande testapparatuur; voor speciale circuits ontwerp en bouwen wij onze eigen testapparatuur. Dit wordt gedaan door een speciale afdeling met ontwerptechnici en software specialisten, die ook samenwerken met de half geleiderfabrikant voor die testen die gedaan worden op wafers, voordat die aan ons geleverd worden. Deze groe is gestationeerd in Dieren.

Ik wil hier nogmaals benadrukken dat het testen e de testspecificaties zeer belangrijk zijn en dikwijls onderschat worden. Om tot een succesvolle samenwerking te komen tussen klant en leverancier is dit aspect ech zo belangrijk dat dit het slagen of falen van het cust design kan betekenen.

TOT SLOT

Voor de toekomst onderzoeken wij de mogelijkheden voor een eigen Cad/Cam systeem of samenwerkingsmogelijkhede op zo'n systeem met anderen. Het grootste probleem hie bij is dat wij een goede simulatie per computer van on ontwerpen willen, hetgeen echter zeer beperkt mogelijk is. Bij grote fabrikanten zijn voor hun eigen systeem goede simulatiemogelijkheden, maar deze worden zeer mo zaam beschikbaar gesteld aan de klant. Dus als men kan beschikken over een eigen Cad/Cam systeem, is één van grootste problemen: hoe kom je aan procesgegevens en d wijzigingen daarop; als dit al lukt, hoe zit het dan m second source mogelijkheden?!

De volgende mogelijkheid die in San Diego bekeken wordt, is het installeren van een klein diffusie-centr voor bipolaire en digitale toepassingen. Een beslissin hierover is echter tot op heden niet genomen omdat een en ander economisch gezien niet haalbaar is als er all onze produkten gemaakt worden. Aan samenwerking met de den wordt gewerkt om zodoende deze mogelijkheid alsnog te bereiken.

Voordracht gehouden op 16 april 1982 op THT tijdens ee gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 306), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

SATELLIETEN VOOR AARDOBSERVATIE; het instrumentatie-probleem

door

Prof. ir. L. Krul
Technische Hogeschool Delft
Afdeling der Elektrotechniek
Vakgroep Microgolftechniek
Mekelweg 4
2628 CD Delft

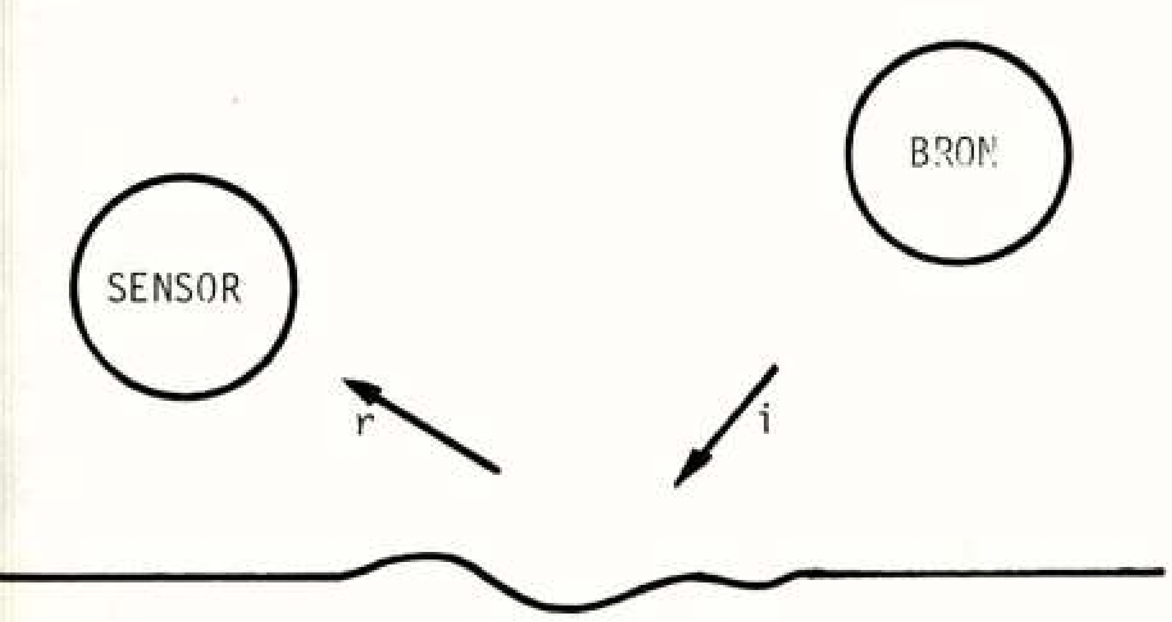
Earth-observation satellites. This paper will introduce the reader into the instrumentation aspects of earth-observation satellites. Starting from the principles of aerial photography we will firstly deal with earth observation in the optical wavelength region, including the near infrared. Apart from this type of observation, which uses the sunlight as it is reflected by the earth's surface, we have the possibility of observing the thermal radiation emitted by the object itself. For earth surface temperatures this type of radiation is situated in the thermal infrared.

Both optical and thermal-infrared observations are hampered by atmospheric influences, especially rain and cloud cover. This explains the growing interest in microwave-earth observation. To overcome the lack of geometrical resolution radar techniques i.e. side looking radar and synthetic aperture radar have been developed.

Inleiding

De aardobservatie vormt een onderdeel van het veel edere vakgebied tele-observatie dat alle systemen omt die de mens moeten helpen bij het verzamelen en vastggen van informatie over objecten die zich op zo grote stand bevinden dat ze buiten het directe bereik van de ntuigen vallen. Meestal zal met deze afstandsvergroting behoefte aan een groter gezichtsveld gepaard gaan omt het ontbreken van een overzicht het lokaliseren van n object ernstig bemoeilijkt.

Men kan wel stellen dat de aardobservatie zoals wij e thans kennen zich in de loop der jaren heeft ontwikld uit de conventionele luchtfotografie. Bij fotografie er, algemeen gesproken, steeds een (waar te nemen) ject dat wordt belicht door een golf i, afkomstig van n bron. Het object reflecteert de fractie r van het opllende vermogen in de richting van een geschikte ontnger (Figuur 1). Bij aardobservatiesystemen wordt deze



guur 1. Schematische weergave van aardobservatie met gebruikmaking van een verlichtingsbron

tvanger meestal de sensor genoemd, de bron is daarbij van natuurlijke oorsprong, nml. de zon. De grootte van de gereflecteerde component r zal bij een bepaalde invalsrichting van de golf i nog afhangen van de kleur (golflengte) en de sterkte van de invallende straling; de vorm, structuur en materiële samenstelling van het object en de richting waaronder de sensor het object waarneemt. In de fotografie wordt r zowel in grootte als in kleur op een film vastgelegd als functie van plaats.

Geconstateerd moet worden dat, in vergelijking tot de gewone fotografie, bij de luchtfotografie kleur als objectkenmerk aan belangrijkheid inboet. De golflengteafhankelijkheid van de atmosferische lichtverstrooiing veroorzaakt nml. naast een contrastreductie ook een verandering van de zgn. spectrale signatuur van objecten.

Deze spectrale signatuur wordt bepaald door de golflengte-afhankelijkheid van enerzijds het absorberende en anderzijds het reflecterende vermogen van een object. Zo wordt door gezonde groene plantenbladeren het zichtbare licht (400 - 700 nm) grotendeels geabsorbeerd. Dat wij desondanks deze planten als groen waarnemen wordt veroorzaakt door het feit dat de reflectiecurve een relatief maximum heeft in het groen (550 nm).

In het nabije infrarood (nir), golflengte 700 - 1300 nm, daarentegen is voor gezonde bladeren de absorptie gering terwijl de reflectie juist sterk is. Voor het observeren van vegetatie wordt daarom dikwijls de zgn. "false colour"-fotografie toegepast, waarbij de gebruikte emulsies zo zijn gekozen dat het nir op de foto als rood wordt afgebeeld, rood als groen en groen als blauw. Het blauw uit het invallende spectrum wordt onderdrukt mbv. een filter.

Bij de "false colour"-fotografie wordt kleur dus gebruikt als een geabstraheerd objectkenmerk. Nog een stap

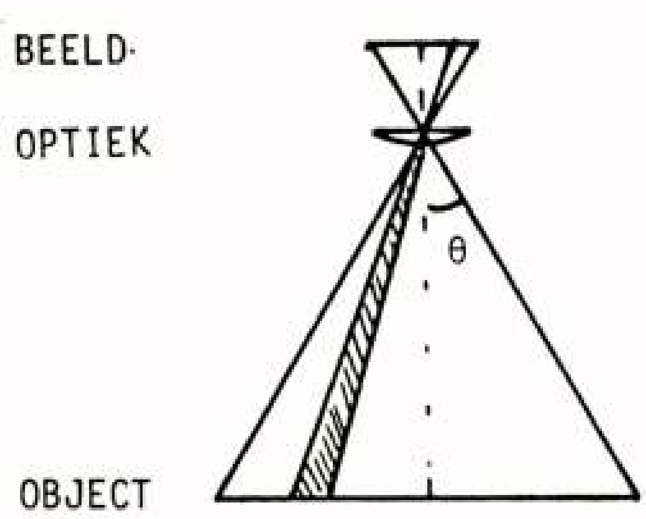
verder gaat in dit opzicht de multispectrale fotografie. Hierbij wordt met een speciale camera eenzelfde terreingebied tegelijkertijd vastgelegd op een aantal (bv. 4) zwart-wit films die elk, door gebruikmaking van filters, in een andere golflengte-band van het zichtbare gebied en eventueel het nir belicht worden. De aldus vastgelegde informatie kan worden gebruikt voor de compositie van een kleurenbeeld waarbij de "kleurtoewijzing" willekeurig kan worden gekozen. Van de afzonderlijke negatieven worden daartoe beelden gemaakt in een bepaalde kleur die langs optische weg op elkaar worden gesuperponeerd.

Het behoeft geen betoog dat fotografische technieken waarbij de informatie op film wordt vastgelegd ongeschikt zijn voor gebruik in satellieten. In de volgende paragraaf zullen we zien hoe daarbij dan wel te werk kan worden gegaan.

2. Optische waarneming vanuit een satelliet

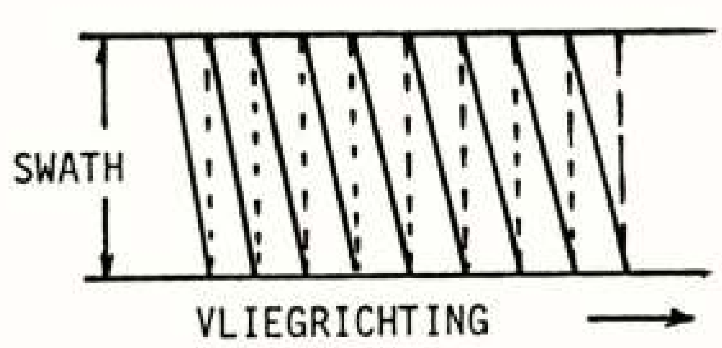
Bevindt de sensor zich in een satelliet dan zal de verzamelde informatie via een communicatiekanaal naar de aarde gezonden moeten worden. In principe zouden we daartoe de filmregistratie kunnen vervangen door een systeem waarbij de beeldinformatie wordt opgenomen mbv. een detector die in het beeldvlak achtereenvolgens van alle beeldelementen de intensiteit meet.

In werkelijkheid wordt een procedure gevolgd waarbij de detector stilstaat en achtereenvolgens alle objectelementen met deze detector "verbonden" worden (Figuur 2).



Figuur 2. Principe van de optische waarneming

In één richting wordt daarbij steeds gebruik gemaakt van het feit dat de sensor tov. het object beweegt waardoor de sensor in de bewegingsrichting een bepaalde strook (swath) op het aardoppervlak bestrijkt. In de richting loodrecht op de bewegingsrichting wordt het object afgetast in lijnen ter breedte van de zgn. resolutiecel (Figuur 3).

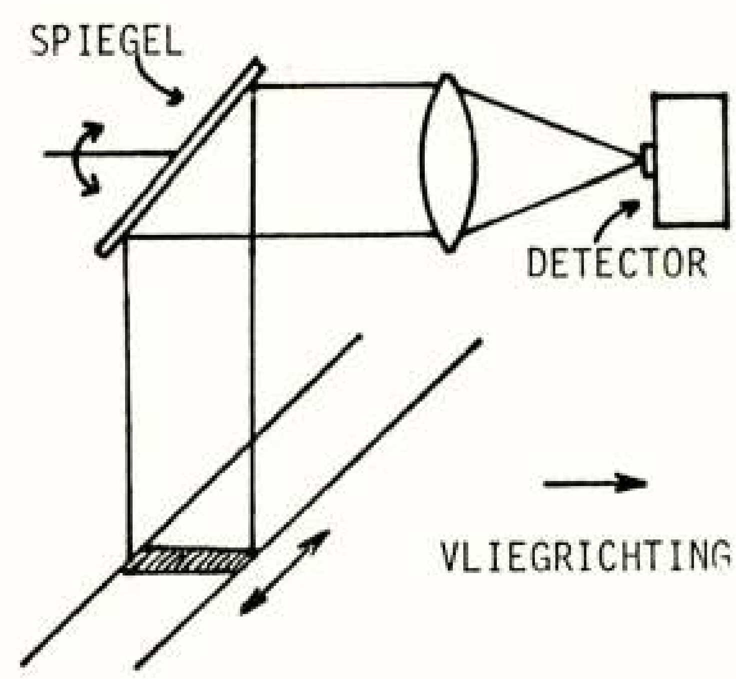


Figuur 3. Aftasting van het aardoppervlak

De afmetingen van deze resolutiecel worden bepaald door het produkt van de waarnemingsafstand d en het scheiden vermogen van de gebruikte lens of spiegel dan bij een golflengte λ en een lens- of spiegeldiameter D ongeveer gelijk is aan λ/D.

Omdat de sensor zich tijdens het aftasten van een lijn iets verplaatst zullen de lijnen niet exact loodrecht op de vliegrichting staan (Figuur 3).

In de meeste gevallen komt de lijnaftasting op mechanische wijze tot stand via roterende of oscillerende vlakke spiegels dan wel mbv. veelkantige prisma's (Figuur 4). De voor één aftastcyclus beschikbare tijd is g



Figuur 4. Schematisch voorstelling van een "scanner"

lijk aan de tijd die bij de gegeven snelheid overeenkom met een verplaatsing over één lijnbreedte. Voor de eige lijke meting is, in verband met de noodzakelijke terugloop, slechts een beperkt deel van de cyclustijd beschi baar. In verband met het integrerend karakter van de op sche detectie is het belangrijk de beschikbare meettijd zo groot mogelijk te maken. Dit kan o.a. door een aanta rijen objectelementen tegelijkertijd af te tasten, waar toe zoveel detectors tot een array worden samengevoegd als elementen gelijktijdig moeten worden waargenomen.

De meest vergaande oplossing biedt de zgn. "pushbroom"-configuratie, een zeer lange detector array, bestaande uit enige duizenden detectoren, die in dit geva zo is opgesteld dat de gehele strookbreedte in één keer wordt waargenomen. Daarnaast heeft de "pushbroom" het voordeel dat mechanisch bewegende delen ontbreken.

Eenvoudigheidshalve werd hier slechts gesproken ov de waarneming in één spectrale band. Bij multispectrale instrumenten moeten evenveel systemen parallel worden g schakeld als er spectrale banden zijn. We spreken dan v "multispectral scanning" (MSS).

De uit de detector(s) afkomstige signalen worden n versterking ondergebracht in een bepaald tijdraster. He ligt voor de hand daarbij de signalen eerst te digitaliseren. Na ontvangst op aarde wordt de informatie dan weer opgeslagen in afwachting van latere bewerking en verwerking.

Tot hier toe past de observatietechniek nog steeds

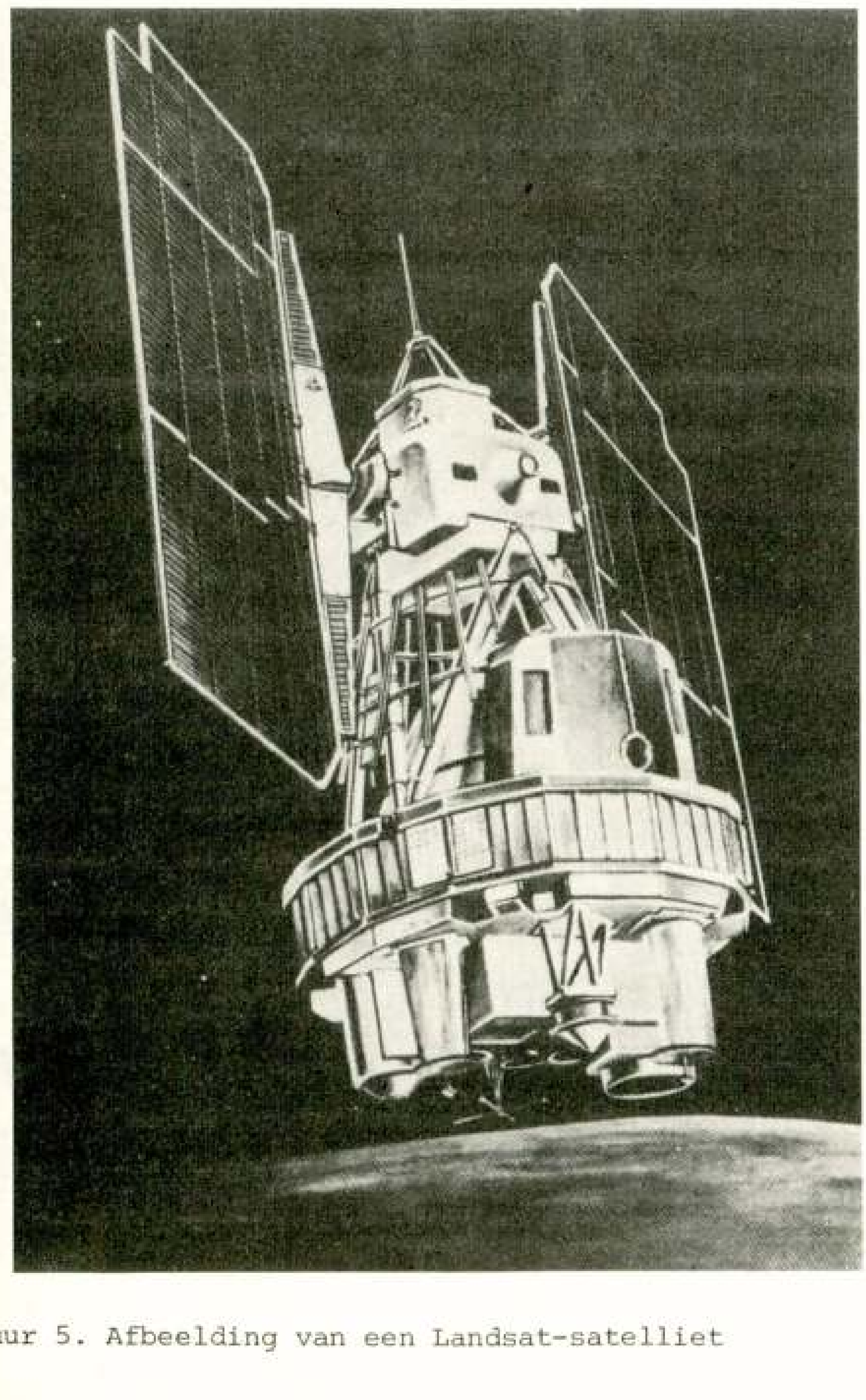
het door Figuur 1 aangegeven kader waarbij de zon
gt voor de verlichting van het object. Naast deze hniek ontwikkelde zich de radiometrie waarbij het ob-t zelf als stralingsbron fungeert. Aangezien de door object uitgezonden straling behalve van de object-peratuur ook afhangt van de object-eigenschappen bevat van de aarde vervaardigd warmtebeeld derhalve ook in-matie over beide aspecten.

Voor de kwantitatieve beschouwingen over deze warmte-aling wordt meestal uitgegaan van de veronderstelling het object een zwart lichaam is. Voor zo'n lichaam dt de wet van Planck, meestal gebruikt in de vorm:

$$B(f) = \frac{2hf^3}{c^2} \frac{1}{\exp(hf/kT)-1} \quad W/m^2/Hz/sterad$$

De spectrale helderheid B(f) is gelijk aan het per heid van oppervlakte door de zwarte straler met ab-ute temperatuur T uitgezonden vermogen zoals dat per heid van ruimtehoek in een bandbreedte van één Hz dt gemeten. Uit bovenstaande formule volgt dat er voor e temperatuur een frequentie is die bij die temperatuur maximale helderheid oplevert. Dit optimum verschuift toenemende temperatuur naar een kortere golflengte, r "aardse" temperaturen ligt het in het infrarood.

Als representatieve voorbeelden van het aardobserva-systeem in het zichtbare dan wel het infrarode gebied men we de satellieten uit de Amerikaanse Landsat-reeks



uur 5. Afbeelding van een Landsat-satelliet

(Figuur 5). Na twee voorlopers, t.w. Landsat 1 en 2, gelanceerd in 1972 resp. 1975, kunnen we thans beschikken over beelden van Landsat 3, gelanceerd in 1978.

Deze satelliet beschrijft een polaire, nagenoeg cirkelvormige baan op een hoogte van 920 km. Eén omwenteling duurt 103 minuten zodat ruwweg 14 omwentelingen per dag worden gemaakt. Omdat elke volgende omwenteling in een iets gedraaid vlak plaats vindt wordt de hele aardbol in 18 dagen afgestast.

Aan boord van Landsat 3 bevinden zich zowel een multispectrale scanner (voor de golflenten .5-.6, .6-.7, .7-.8 en .8-1,1 µm) als een thermisch infrarood scanner (10.4-12.6 µm). De resolutie van de multispectrale scanner is 80 m en die van de thermisch infrarood scanner 240 m, de beeldbreedte is 185 km.

Voor wat betreft de naaste toekomst kan nog worden vermeld dat de Fransen werken aan de realisatie van het Système Probatoire d'Observation de la Terre (SPOT), een satelliet die in 1984 gelanceerd moet worden. SPOT zal een multispectrale scanner (.5-.59 µm, .61-.6 µm en .79-.9 µm) met een resolutie van 20 m en een panchromatische sensor (.5-.9 µm) met een resolutie van 10 m bevatten. De beeldbreedte is steeds 60 km.

De optische en de thermisch infrarood-observaties vinden plaats in de zgn. absorptievensters, golflengtegebiedjes waarin de atmosferische gasabsorpties minima vertonen.

De feitelijke bruikbaarheid van de absorptievensters voor aardobservatie wordt echter bepaald door de optredende neerslag en bewolking, resp. mist. Helaas worden grote delen van het aardoppervlak regelmatig voor kortere of langere tijd door bewolking -al dan niet vergezeld van regen- bedekt. Rumney (Rumney, 1968) heeft een wereldkaart samengesteld waarop, onderverdeeld in een aantal klassen, het jaargemiddelde van de bewolking is aangegeven uitgedrukt in bedekkingspercentage.

Door de bewolkingsinvloed wordt het praktische belang van het optische en het infrarood venster sterk gerelativeerd. Feitelijk kunnen alleen objecten worden geobserveerd, waarvoor het opnametijdstip onbelangrijk is. De in veel gevallen zo belangrijke continue waarneming is uitgesloten.

De gesignaleerde atmosferische invloed verklaart de toenemende belangstelling voor waarnemingen in het microgolfvenster. Met name voor frequenties onder 10 GHz is in dit venster de invloed van bewolking en mist nml. verwaarloosbaar terwijl ook de neerslag-invloed met toenemende golflengte snel afneemt.

Hoewel in het microgolfgebied ook gewerkt kan worden met straling van thermische oorsprong moet daarbij worden gerekend met een zeer slechte geometrische resolutie. Zo varieert deze voor de Nimbus 7-satelliet van 125x80 km

(voor de laagste meetfrequentie van 6.6 GHz) tot 23x15 km (voor de hoogste frequentie 37 GHz) bij een beeldbreedte van 600 km.

De volgende paragraaf zal laten zien dat door het toepassen van radartechnieken de voordelen van het gebruik van microgolven samen kunnen gaan met het voordeel van een hoge geometrische resolutie.

3. Microgolfobservatie vanuit een satelliet

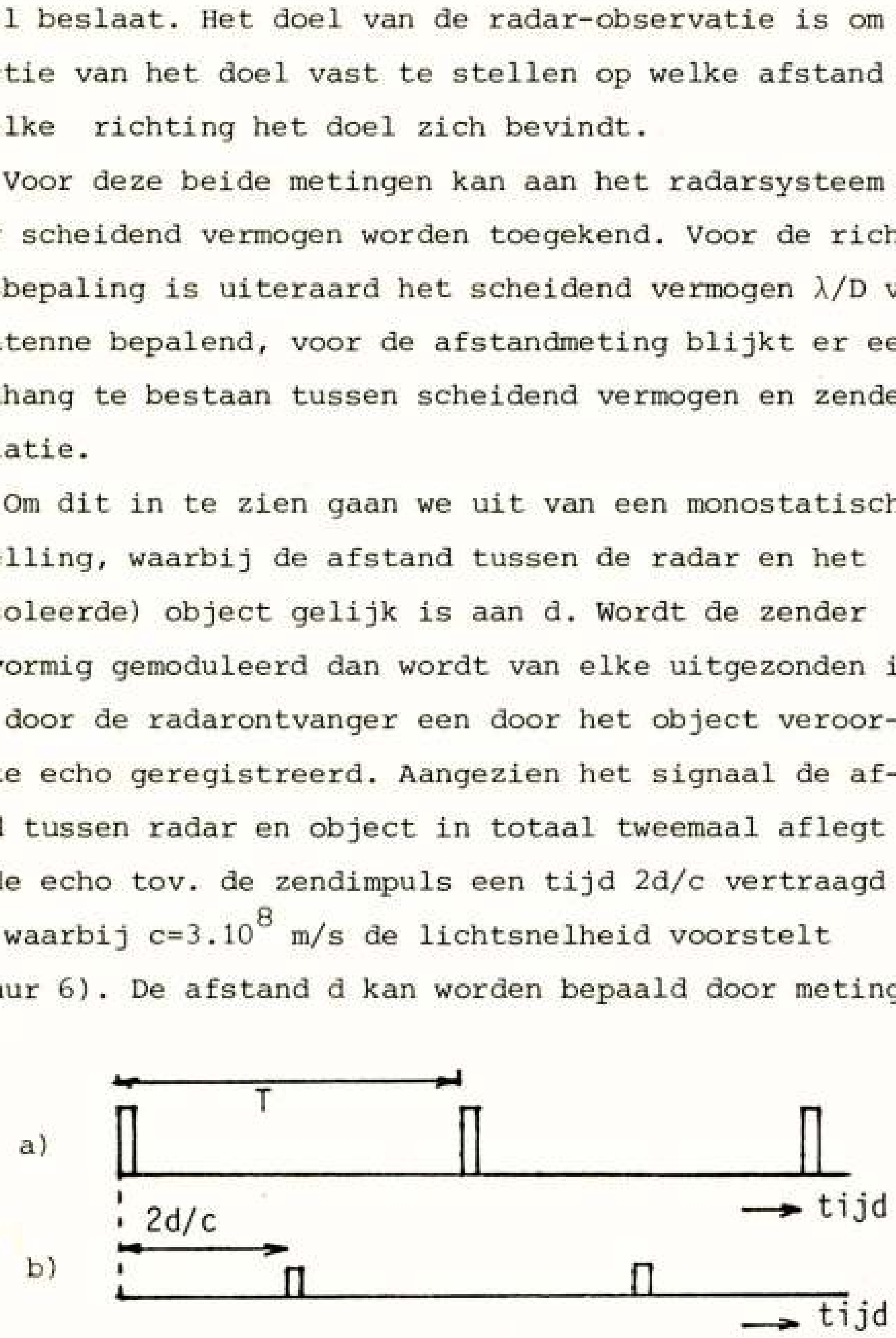
Denken we ons in Figuur 1 op de plaats van de bron een microgolfzender en vervangen we de sensor door een microgolfontvanger dan is het resultaat een zgn. bistatische radaropstelling. Bij aardobservatie zullen de zender en de ontvanger echter uit praktische overwegingen in dezelfde satelliet worden ondergebracht; we spreken dan van een monostatische meting.

Voordat de aardobservatieproblematiek wat meer in detail besproken wordt is het zinvol een paar basisprincipes van de radarmeting te memoreren.

Bij de meer conventionele radartoepassingen gaat het om zgn. geïsoleerde (punt)doelen; dit zijn doelen waarvan de doorsnede slechts een beperkt deel van de radarantennebundel beslaat. Het doel van de radar-observatie is om na detectie van het doel vast te stellen op welke afstand en in welke richting het doel zich bevindt.

Voor deze beide metingen kan aan het radarsysteem een zeker scheidend vermogen worden toegekend. Voor de richtingsbepaling is uiteraard het scheidend vermogen λ/D van de antenne bepalend, voor de afstandmeting blijkt er een samenhang te bestaan tussen scheidend vermogen en zendermodulatie.

Om dit in te zien gaan we uit van een monostatische opstelling, waarbij de afstand tussen de radar en het (geïsoleerde) object gelijk is aan d. Wordt de zender pulsvormig gemoduleerd dan wordt van elke uitgezonden impuls door de radarontvanger een door het object veroorzaakte echo geregistreerd. Aangezien het signaal de afstand tussen radar en object in totaal tweemaal aflegt zal de echo tov. de zendimpuls een tijd 2d/c vertraagd zijn waarbij $c=3.10^8$ m/s de lichtsnelheid voorstelt (Figuur 6). De afstand d kan worden bepaald door meting



Figuur 6. Signalen bij de pulsradar:
a) zendsignaal
b) ontvangsignaal

van de tijdvertraging t tussen de uitgezonden impuls en de bij deze impuls behorende echo: d=ct/2.

Twee objecten die zich vanuit de radar gezien in d
zelfde richting bevinden zullen pas afzonderlijk worden waargenomen als het tijdverschil tussen de van deze obj
ten afkomstige echosignalen minstens gelijk is aan de i
pulsduur τ. Bij deze tijdresolutie $\Delta t=\tau$ behoort een afstandsresolutie

$$\Delta d = c\Delta t/2 = c\tau/2$$

Aangezien voor het ontvangen van een impuls met duur τ
ontvangerbandbreedte nodig is die ongeveer gelijk is aa
$1/\tau$ kan de tijdresolutie ook worden uitgedrukt in de on
vanger-bandbreedte B:

$$\Delta t = 1/B$$

waarmee dan

$$\Delta d = c/2B$$

Is τ bv. 1μ s dan wordt Δd = 150 m waarbij dan een ontvanger nodig is met een bandbreedte van 1 MHz.

Bij satellieten wordt voor de zendermodulatie mees
uitgegaan van het "chirp"-principe, een combinatie van
puls- en frequentiemodulatie. De merites van de "chirp"
radar komen het best tot uiting door een vergelijking m
het pulssysteem.

Waar bij de pulsradar de frequentie tijdens de imp
constant blijft wordt deze bij de "chirp"-radar lineair
gezwaaid tussen bv. f_1 en f_2.

Wordt de ontvangen echo-impuls bij de "chirp"-rada
zonder meer gedetecteerd dan valt er geen verschil te c
stateren met de pulsradar. Daarom wordt het echosignaal
voordat detectie plaats vindt, eerst door een vertragin
lijn gestuurd. Deze vertragingslijn is zo ontworpen dat
de lagere frequenties meer worden vertraagd dan de hoge
Deze bewerking resulteert in een verkorting van de puls
wordt daarom wel pulscompressie genoemd. In het ideale
geval zal hierdoor een resolutieverbetering tot stand k
die overeenkomt met de extra bandbreedte van de frequen
zwaai.

Tot hiertoe zijn we er van uitgegaan dat het objec
zich steeds in een vaste positie tov. de radar bevindt.
Bij aardobservatie echter is er altijd sprake van een o
derlinge beweging omdat de radar zich dan in een vliegt
of een satelliet bevindt.
Beschouwen we een radarsysteem dat een echo ontvangt va
een object dat zich met een snelheid van v m/s beweegt
de richting van de radar dan wordt de afstand tot de ra
in t s een bedrag vt kleiner. Omdat de afstand tussen r
dar en object zowel door het zendsignaal als door het e
signaal wordt doorlopen verandert in de tijd t de fase
het ontvangen signaal een bedrag

$$\phi(t) = 2 \,.\, (2\pi/\lambda)\; vt$$

ov. het zendsignaal. Omdat de fase van het ontvangen ignaal verandert zal de frequentie van het ontvangen ignaal afwijken van het zendsignaal. Het verschil noemen e de Doppler-frequentie f_D waarbij

$$f_D = \frac{1}{2\pi}\frac{d\sigma}{dt} = 2\ v/\lambda$$

Doppler-frequenties zijn laag; zelfs bij een toch iet zo kleine snelheid van 30 m/s in radiale richting s f_D bij een golflengte van bv. 3 cm slechts 2000 Hz. ergeleken met de bij deze golflengte behorende draaggolf-requentie van 10.000 MHz dus eigenlijk verwaarloosbaar. m de Doppler-frequenties goed te kunnen bepalen zijn dan ok speciale voorzieningen nodig met name ivm. de frequen-ieconstantheid van de zender. Een dergelijke radarzender aat uit van een sterk coherente signaalbron en we spreken an wel van een coherente radar.

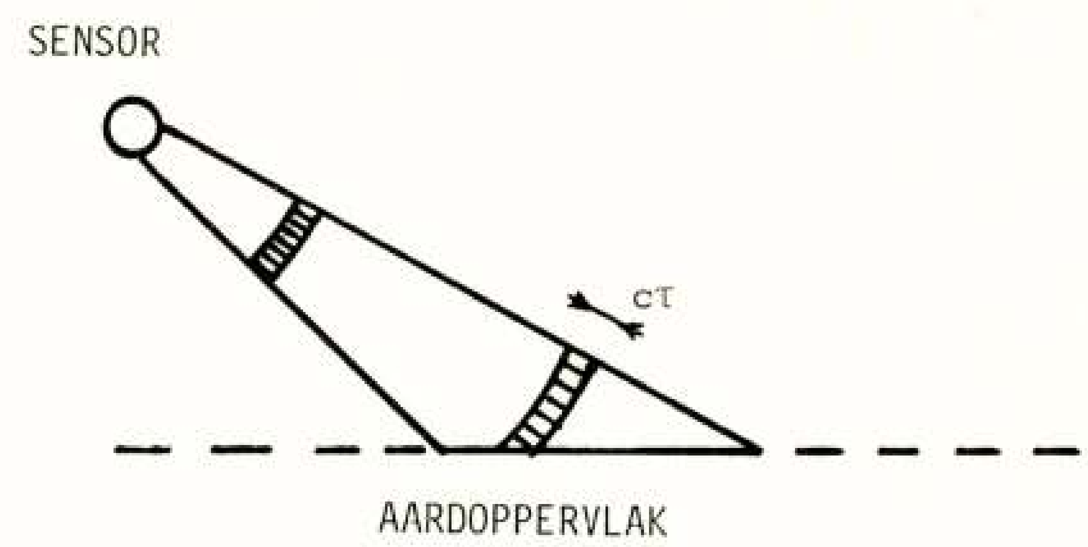
Het ligt voor de hand dat we Doppler-frequenties unnen gebruiken voor het meten van snelheden. Bij de ardobservatie echter komt de Doppler-informatie zoals we traks zullen zien op een geheel andere wijze tot zijn echt.

Geïsoleerde doelen zijn, in strikte zin, alleen mo-elijk in de vrije ruimte. Bevindt het doel zich, zoals n de meerderheid van de gevallen, in de nabijheid van het ardoppervlak dan zal steeds een groter of kleiner deel an de omgeving ook bijdragen tot het echo-signaal. Deze ngevingsbijdragen vertonen door hun spreiding in aan-omsttijd en amplitude een ruisachtig karakter en hebben en storende invloed bij de detectie van het gewenste doel-ignaal. Al naar gelang het karakter van de omgeving wor-en de optredende stoorsignalen aangeduid als "sea clut-er" dan wel als "terrain clutter".

Bij aardobservatie gaat het feitelijk om het waarne-en en vastleggen van deze omgevingsstoring. De waarneming mvat het nauwkeurig bepalen van het reflectiegedrag van gn. gedistribueerde doelen. Het vastleggen van de ver-regen informatie vindt plaats via het beeldvormingspro-es. Het begrip beeld hoeft daarbij niet letterlijk te orden opgevat omdat het "beeld" dikwijls beschikbaar zal omen in de vorm van een computer-tape.

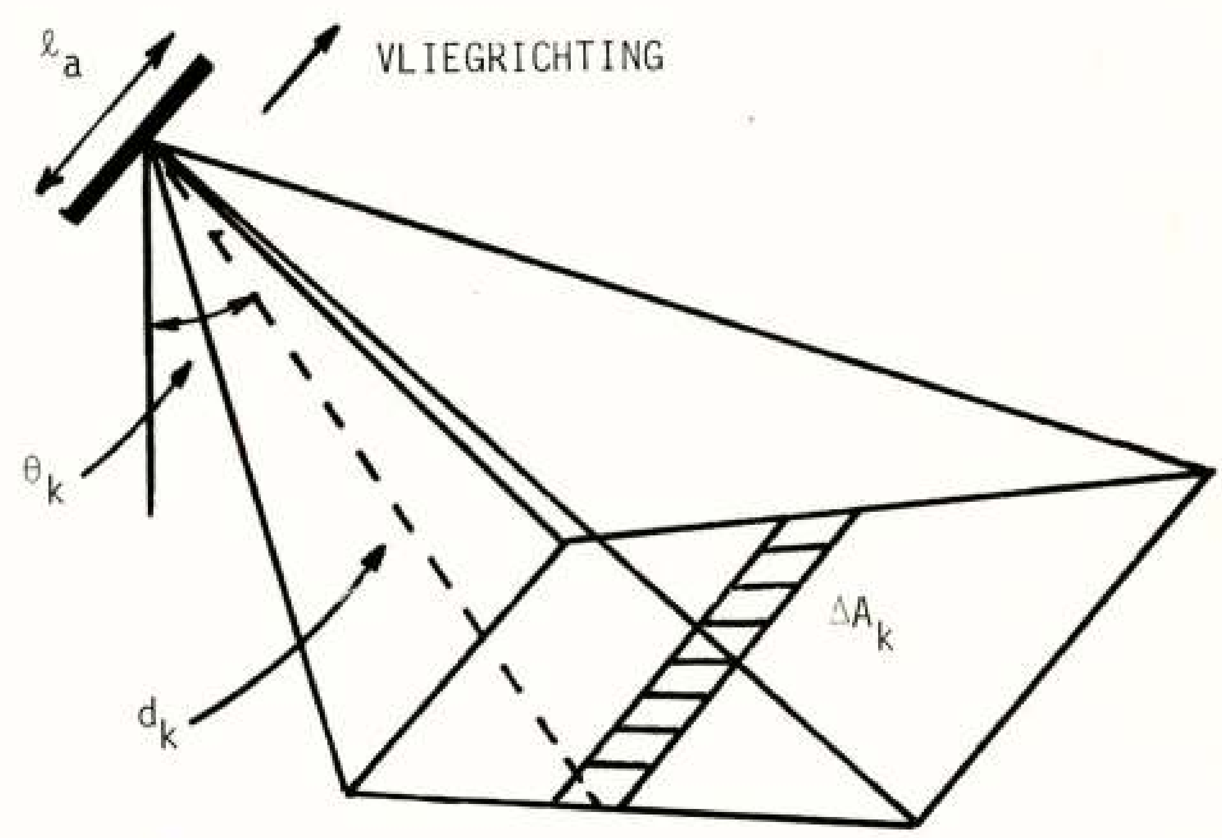
Zonder het toepassen van speciale technieken zou de ardobservatie mbv. radar aan dezelfde beperkingen onder-evig zijn als die bij de thermische microgolf-aardobser-atie. De in dit kader bedoelde technieken zijn het "zij-aarts kijken" van de radar en het vormen van een synthe-ische antenne-apertuur, beide technieken zullen hierna n het kort worden besproken.

In Figuur 7 is een schematisch aanzicht getekend van e side-looking radar configuratie waarbij de vliegrich-ing loodrecht op het papier is gedacht. In dit aanzicht ebben de door de zender uitgezonden impulsen een ruimte-ijke uitgebreidheid $c\tau$; de bijbehorende afstandsresolu-e is gelijk aan $c\tau/2$.



Figuur 7. Side-looking radar configuratie

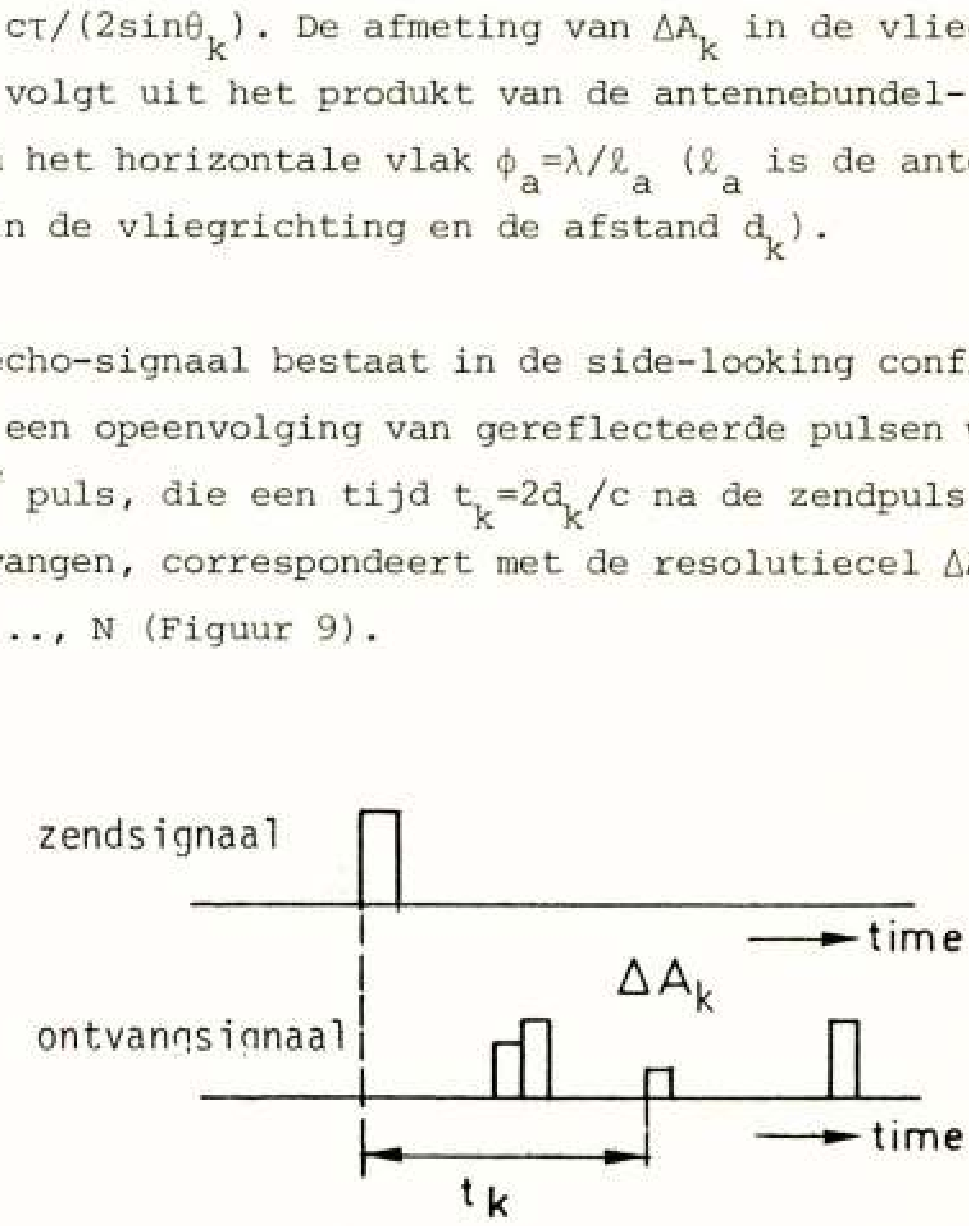
In Figuur 8 is vervolgens een ruimtelijke voorstelling van de meetconfiguratie geschetst. In deze configuratie neemt de gearceerde resolutiecel ΔA_k een centrale plaats in.



Figuur 8. De tot-stand-koming van de resolutiecel ΔA_k

Loodrecht op de vliegrichting wordt de afmeting van ΔA_k gevonden als de doorsnijding van de ruimtelijke puls (lengte $c\tau$) met het aardoppervlak. De vaste afstandsreso-lutie $c\tau/2$ wordt daarmee omgezet in een variabele grond-resolutie $c\tau/(2\sin\theta_k)$. De afmeting van ΔA_k in de vlieg-richting volgt uit het produkt van de antennebundel-breedte in het horizontale vlak $\phi_a=\lambda/\ell_a$ (ℓ_a is de antenne-afmeting in de vliegrichting en de afstand d_k).

Het echo-signaal bestaat in de side-looking configu-ratie uit een opeenvolging van gereflecteerde pulsen waar-bij de k^{de} puls, die een tijd $t_k=2d_k/c$ na de zendpuls wordt ontvangen, correspondeert met de resolutiecel ΔA_k, met k=1, ..., N (Figuur 9).



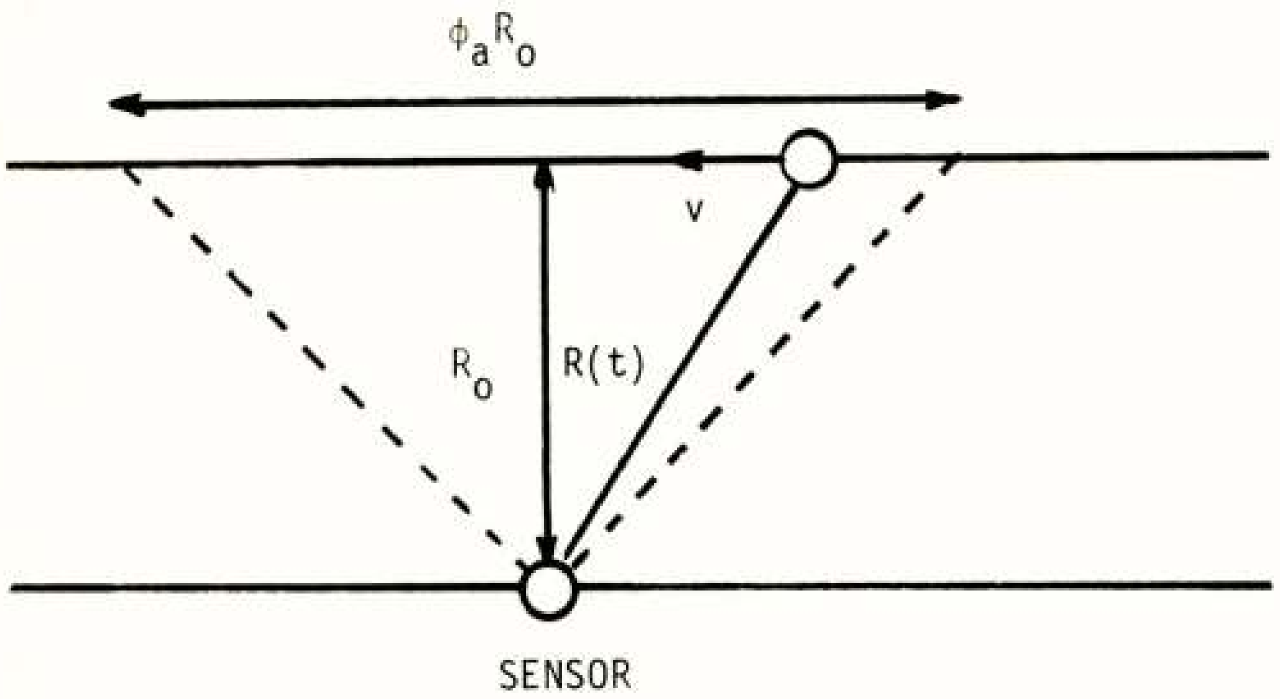
Figuur 9. Echo-signaal in de side-looking configuratie

Met toenemende hoogte wordt de resolutie in de vliegrichting steeds slechter. Bij remote sensing vanuit vliegtuigen wordt daarom soms en bij die vanuit satellieten altijd nog een andere methode tot resolutieverbetering toegepast. Deze methode maakt gebruik van de Doppler-verschuiving die ontstaat als gevolg van de beweging van de sensor tov. het object.

Aangezien de Doppler-frequentie wordt bepaald door de relatieve snelheid is het geoorloofd om voor de analyse van genoemde methode uit te gaan van een stilstaande sensor en een eronder langs bewegende aarde. De afstand van sensor tot object wordt op elk tijdstip gegeven door R(t), waarbij

$$R^2(t) = R_o^{\,2} + (vt)^2,$$

en het nulpunt van de tijdschaal samenvalt met $R(t)=R_o$ (Figuur 10). De Doppler-frequentie wordt volgens de eer-



Figuur 10. Doppler-verschuiving bij aardobservatie

der gegeven formule, gevonden door de fasehoek van de echo te differentiëren naar de tijd:

$$f_D = \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}\{2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} R(t)\}$$

Rekening houdend met het feit dat R(t) in de praktijk slechts weinig van R_o zal verschillen vinden we voor de momentele Doppler-frequentie:

$$f_D = 2v^2t/(\lambda R_o).$$

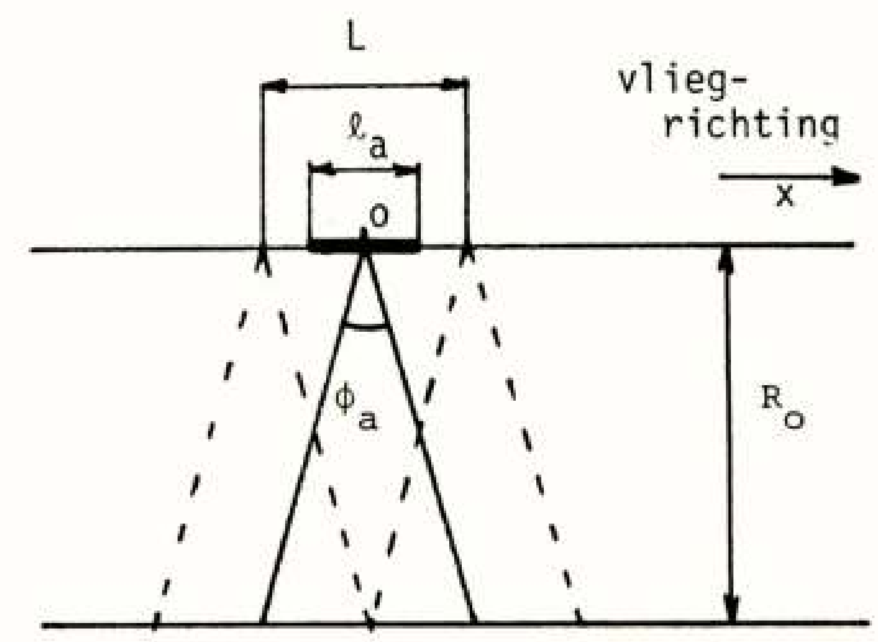
De totale Doppler-zwaai B_D volgt hieruit door voor t de totale tijd $T=\phi_a R_o/v$, dat het object zich binnen de bundel bevindt, te substitueren. Zoals we eerder zagen mag bij een bandbreedte B_D een afstandsresolutie $\Delta d=v/B_D$ worden verwacht, zodat

$$\Delta d = \frac{v\lambda R_o}{2v^2T} = \frac{\lambda R_o}{2\phi_a R_o} = \frac{\ell_a}{2}.$$

Uiteraard geeft dit resultaat slechts een indicatie van hetgeen onder ideale omstandigheden haalbaar is. We hebben hiermee nog niet het inzicht hoe deze resolutie in de praktijk gerealiseerd kan worden.

De technische aanpak van de resolutieverbetering de Doppler-verschuiving berust op toepassing van het S thetic Aperture Principe. Een radar volgens deze begin len gebouwd heet dan Synthetic Aperture Radar of kortw SAR.

We zullen het SAR-principe hier op intuïtieve wij introduceren en beschouwen daartoe in Figuur 11 een an ne-diagram met een openingshoek ϕ_a, die samenhangt met antenne-afmeting ℓ_a volgens $\phi_a=\lambda/\ell_a$. Bij de antennepos



Figuur 11. Het Synthetic Aperture Principe

tie x=0 nemen we aan dat het object in het midden van bundel ligt. Uiteraard bevindt het object zich geduren langere tijd binnen de bundel. Feitelijk komt het obje voor het eerst in "zicht" als de antenne zich in x=-L/ bevindt en verdwijnt uit de bundel als de antenne in x L/2 is aangekomen; hierbij is $L=\phi_a R_o$.

Worden alle achtereenvolgende antenneposities ge lijktijdig gerealiseerd mbv. evenzoveel aparte antenne dan zouden deze antennes gezamenlijk een nieuwe antenn met lengte L kunnen vormen. Zoang het object gedurende waarnemingsperiode niet verandert kunnen we hetzelfde sultaat echter bereiken door bij elke antenne-positie gemeten signaal op te slaan in een geheugen en later o opgeslagen signalen een optelbewerking toe te passen z die ook in een werkelijke antenne met lengte L plaatsvindt. We hebben dan een synthetische apertuur met len

$$L = \phi_a R_o = \lambda R_o/\ell_a$$

geformeerd. De geometrische resolutie van deze synthet apertuur antenne kunnen we schrijven als

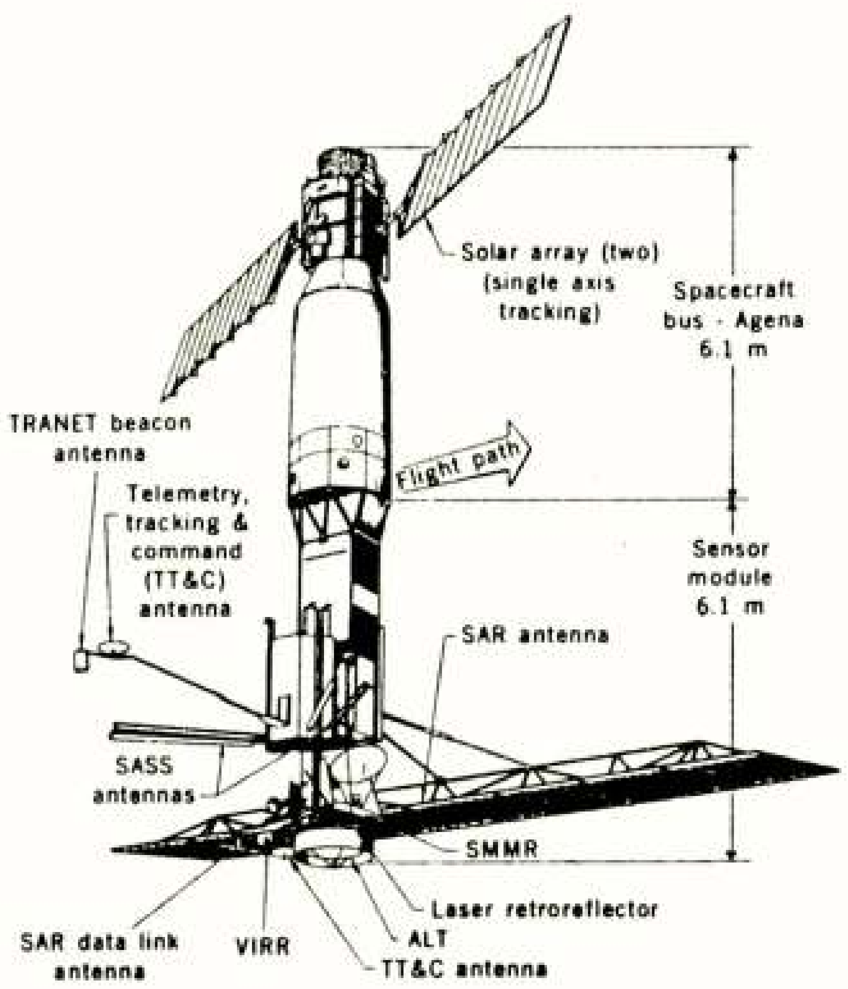
$$\alpha \cdot \lambda R_o/L = \alpha\ell_a$$

waarbij α een met de processing samenhangende constant is die op grond van het voorafgaande voldoet aan $\alpha \geqslant \frac{1}{2}$.

Het voorafgaande resumerende komen we tot de slot conclusie dat een combinatie van de principes van de "side-looking" en de "synthetic aperture" radar een re solutiecel ΔA_k oplevert waarvan de afmetingen onafhank lijk zijn van de afstand, resp. van de baanhoogte. Hoe theoretisch ΔA_k willekeurig klein kan worden gemaakt d

n verkorting van de pulsduur enerzijds en een verklei-
ng van de antennelengte ℓ_a anderzijds wordt dit door
n aantal factoren, van o.a. praktische aard, tegenge-
rkt. Een verdere bespreking van deze factoren valt ech-
r buiten het bestek van dit overzicht.

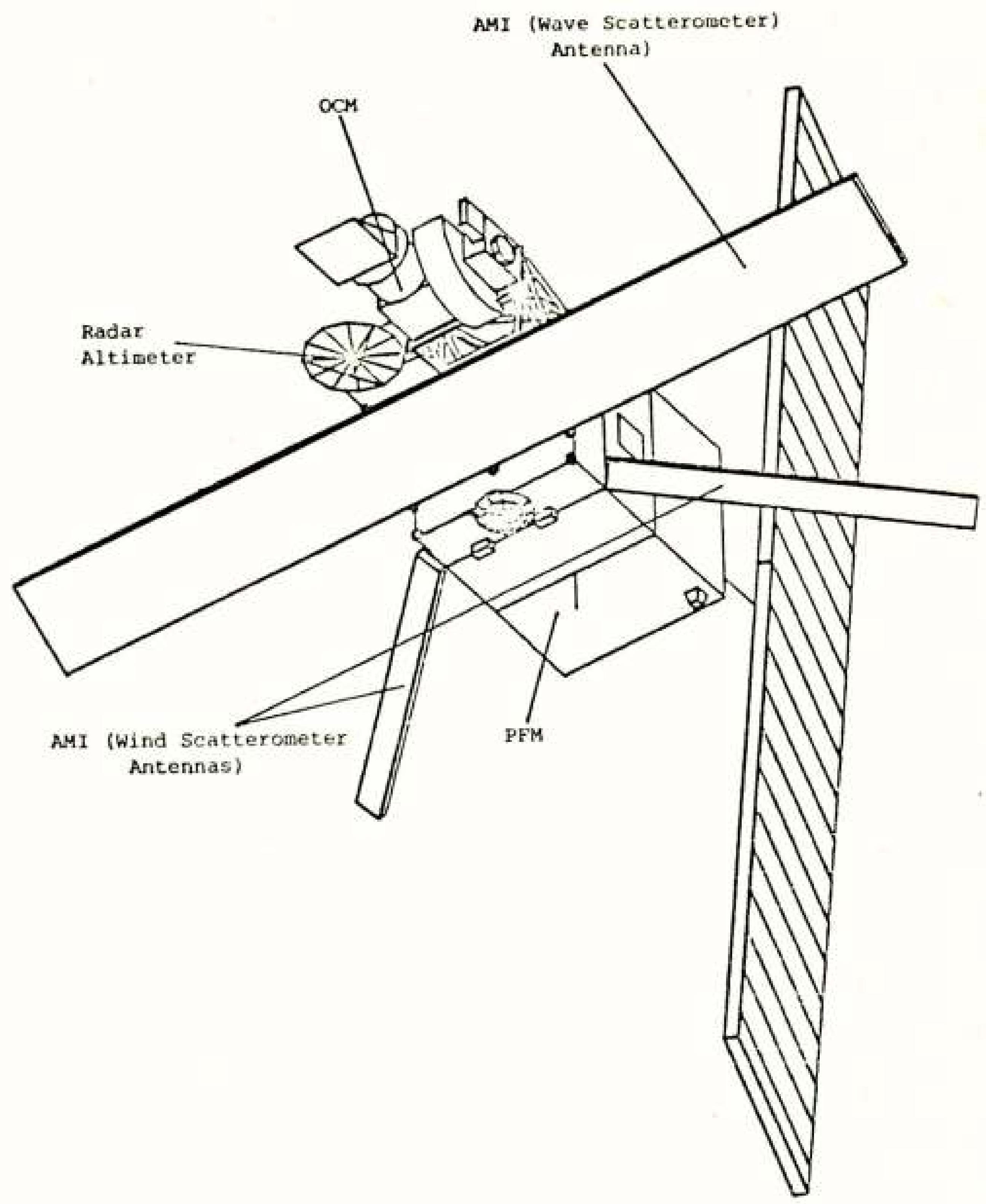
Op 28 juni 1978 werd dooe NASA de eerste microgolf-
telliet voor civiele aardobservatie gelanceerd. Hoewel
imair voor oceanografische doeleinden ontworpen werden
t deze Seasat-A ook observaties boven land uitgevoerd.
Ondanks het feit dat Seasat slechts tot oktober 1978
nctioneerde werden toch zoveel data verzameld dat aan
interpretatie daarvan nog steeds wordt gewerkt. De SAR
Seasat (Figuur 12) was gebouwd volgend het "chirp"-



guur 12. Schets van de NASA-aardobservatie satelliet
Seasat

incipe en had een effectieve pulsduur van 53 ns bij een
ntrale frequentie van 1275 MHz (L-band), de baanhoogte
s 800 km. De afmetingen van de antenne waren 11 m in de
iegrichting en 2 m in de richting daar loodrecht op.
Met bovenstaande gegevens komen we tot een geometri-
ne grondresolutie van 5,5x23 m^2. De uiteindelijke re-
lutie na de processing was 25x25 m^2.

In het begin van de tweede helft van de tachtiger-
ren verwachten we de lancering van de eerste ESA-remote
nsing satelliet ERS-1. Deze ERS-1 (Figuur 13) gaat een
dar sensor bevatten werkend in de zgn. C-band (5250-
25 MHz). Deze sensor krijgt een aantal experimentele
bruiksmogelijkheden, één ervan is de "SAR imaging mode".
De SAR doet een zwaar beroep op de capaciteit van de
elliet, zowel door de configuratie (de antenne meet
uitgevouwen toestand 10x1 m), het opgenomen gelijk-
roomvermogen (1.4 kW in een 675 km orbit), het gedis-
peerde thermisch vermogen (1.1 kW) en de datastroom
)0 M bit/s) die naar de aarde moet worden gezonden.
Er zal een sterke nadruk worden gelegd op de nauw-
urigheid van de intensiteitsmeting. Calibratie is daar-
j één van de belangrijke factoren. Reden waarom aan



Figuur 13. Schematische voorstelling van ERS-1

boord in een calibratielus is voorzien, die het mogelijk
maakt de instrumentatie, met uitzondering uiteraard van
de antenne, periodiek te ijken. De antenne kan alleen wor-
den gecalibreerd mbv. gronddoelen.

Literatuur

Harger, R.O.: "Synthetic Aperture Radar Systems", Academic Press, 1970.

Reeves, R.G. etal: "Manual of Remote Sensing", American Society of Photogrammetry, 1975.

Rumney, G.R.: "Climatology and the World's Climates", Mac Millan, 1968.

Voordracht gehouden op 27 mei 1982 op THD tijdens een
gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 307),
de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux
Sectie IEEE.






NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(307de werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK KIvI
IEEE SECTIE BENELUX

UITNODIGING

voor de lezingendag op **donderdag 27 mei 1982** in het gebouw van de **Afdeling Electrotechniek** van de **Technische Hogeschool**, Mekelweg 5, **Delft.**

Thema: HET GEBRUIK VAN SATELLIETEN VOOR WETENSCHAPPELIJK ONDERZOEK.

PROGRAMMA

9.30 uur:	Ontvangst en koffie.
10.00 uur:	**PROF. IR. L. KRUL**, (TH-Delft): Foto 1 SATELLIETEN VOOR AARDOBSERVATIE: HET INSTRUMENTATIE-PROBLEEM.
10.45 uur:	**DR. IR. G. DE LOOR**, (TNO-Den Haag): SATELLIETEN VOOR AARDOBSERVATIE: DATASTROOM EN INTERPRETATIE.
11.15 uur:	Koffiepauze.
11.45 uur:	**IR. L. KAARLS**, (van Swinden lab. - Delft): Foto 2 TIJDVERGELIJKINGEN VIA SATELLIETEN.
12.30 uur:	Lunch.
14.00 uur:	**ING. K. WILDEMAN**, (Lab. voor ruimteonderzoek - Groningen): Foto 3 HET NEDERLANDSE INSTRUMENT IN DE IRAS.
14.45 uur:	Theepauze.
15.15 uur:	**IR. T. KAMPERMAN**, (Lab. voor ruimteonderzoek - Utrecht): Foto 4 DE NASA/ESA RUIMTETELESCOOP.
16.00 uur:	Sluiting.

Aanmelding voor de lezingen en de lunch dient te geschieden **vóór 20 mei 1982** door middel van de aangehechte kaart, **volledig ingevuld** en gefrankeerd met een postzegel van 50 cent.

Reservering van de lunch vindt slechts plaats, indien **vóór 20 mei 1982** een bedrag van *f* 15,00 is bijgeschreven op postrekening 5206792 t.n.v. J. Neessen te Woerden onder vermelding van „SAT".

De TH-Delft is bereikbaar per auto via de autosnelweg Den Haag - Rotterdam v.v. Via de afrit Delft-Zuid volgt men de richting naar de TH-wijk, zoals aangegeven door middel van ANWB-borden.

De TH-Delft is bereikbaar per openbaar vervoer vanaf station Delft door middel van buslijn 63.

Namens de samenwerkende verenigingen,
IR. J. NEESSEN.
Telefoon 070 - 755591
('s-avonds) 03480 - 14539

Woerden, april 1982.

SATELLIETEN VOOR AARDOBSERVATIE: DATASTROOM EN INTERPRETATIE

Dr. Ir. G.P. de Loor
Physisch Laboratorium TNO

Earth observation satellites: datastream and data interpretation. A short and very general description is given of the earth observation (remote sensing) satellites now in use (or used) for the three windows in the atmosphere, as LANDSAT, the HCMM, and SEASAT. Their development is determined to a high degree by the experiences obtained in aerial photography and photo-interpretation. Therefore the approach has been an empirical one predominantly in this field. The fact that the physics behind the image is often not well understood, in particular in the new windows (the thermal infrared and the microwaves), has hampered their implementation.

.EIDING

zijn thans een groot aantal satellieten die gebruikt rden voor het waarnemen van het aardoppervlak (Manual Remote Sensing, 1982). Tabel 1 geeft een overzicht van Amerikaanse systemen. Van de Russische weten we niet

application area	orbit type	research	prototype	operational
meteorology	sun synchronous	TIROS I-X, NIMBUS	TIROS	ESSA, NOAA, DMSP
	geo synchronous	ATS		SMS/GOES
	non specific			
landuse	sun synchronous	LANDSAT, HCMM		LANDSAT
	geo synchronous			
	non specific			
oceanographic	sun synchronous	NIMBUS-7		
	geo synchronous			
	non specific	SEASAT-1, GEOS-3		

Tabel I : Aardobservatiesatellieten van de Verenigde Staten

g veel, maar we mogen aannemen dat de inspanning in deze chting daar zeker zo groot is als in de Verenigde Staten. ropa (de European Space Agency, ESA), India en Japan rken ook aan dit soort satellieten. Als we de meteorogische en aanverwante satellieten buiten beschouwing ten blijven over (tabel I) de LANDSAT, de HCMM en de ASAT (de remote sensing satellieten).

Figuur 1 geeft een overzicht van het EM spectrum. ar de atmosfeer alleen transparant is voor de delen: t ultraviolet tot het thermisch infrarood (λ = 0,35 - µm), en de microgolven (λ = 0,1 - 50 cm), kan de aarde leen in deze "vensters" vanuit de ruimte worden waargemen. Figuur 2 geeft een overzicht van de transmissie van de atmosfeer voor het eerste venster. Drie gebieden kunnen daar worden onderscheiden: het zichtbare licht (VIS) met daaraangrenzend gebied waar ook camera's en films kunnen worden gebruikt, het infrarood gebied waar het zonlicht overheerst (NIR, 1 - 3,5 µm) en het thermisch infrarood (TIR, 3,5 - 14 µm) waar de door het aardoppervlak en voorwerpen daarop geëmitteerde straling overheersend is.Ook de detectoren worden in figuur 1 en 2 aangegeven, allen in hun (beperkte) omvang. Tenslotte hebben we het microgolfvenster waar de transmissie door de atmosfeer ordes beter is dan in het eerste venster en zelfs door wolken, regen en mist kan worden heen "gekeken"

De drie bovengenoemde satellieten nemen elk de aarde in een ander venster van de atmosfeer waar: LANDSAT in het VIS en NIR, de HCMM in het TIR en SEASAT in het microgolfvenster. Om ons te beperken zullen we de aardobservatie aan de hand van deze drie systemen behandelen, waarmee we ook meteen elk venster kunnen bespreken.

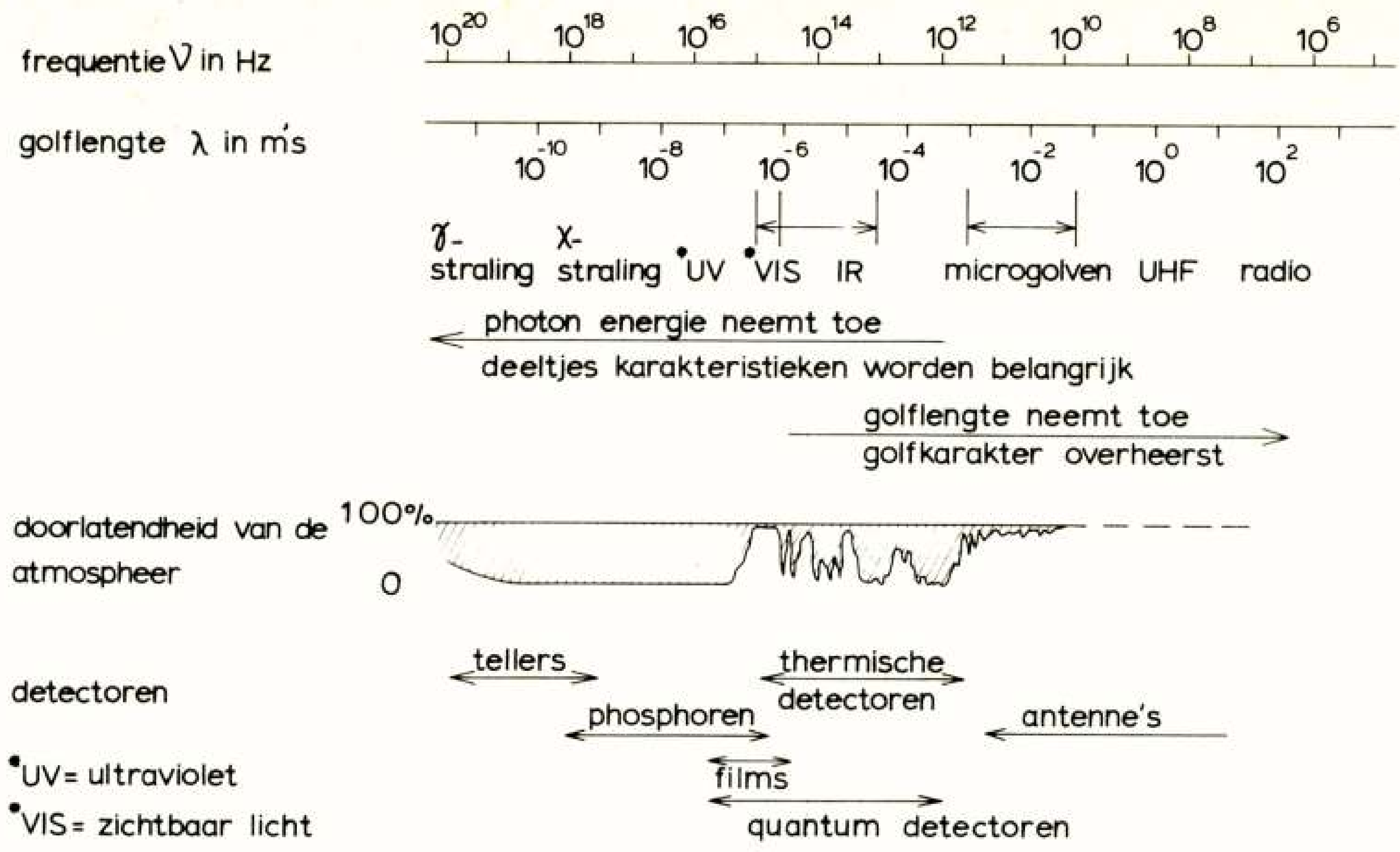


Fig. 1: Het electromagnetisch spectrum

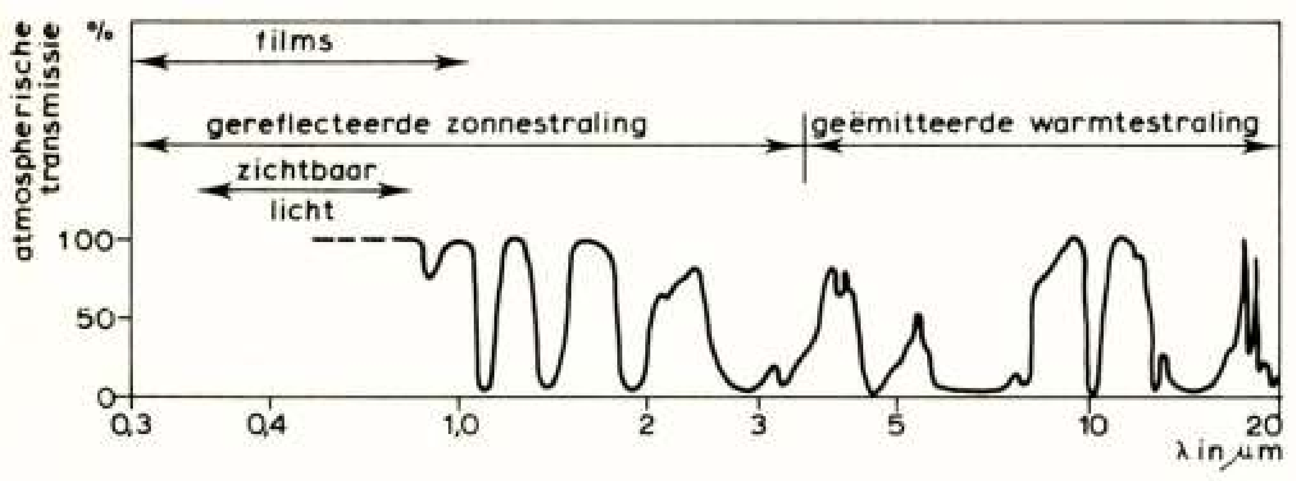


Fig. 2: Het zichtbare licht tot het thermisch infrarood.
Doorlatendheid atmosfeer in %.

De ontwikkeling van deze satellieten voor de waarneming van het aardoppervlak (remote sensing) is in hoge mate bepaald door de ervaringen met de luchtfotografie: men heeft de "vlieghoogte" als het ware wat groter gemaakt (Manual of Remote Sensing, 1982). Dit heeft wel zeer nadrukkelijk zijn stempel gezet op de toepassing en het gebruik van deze satellieten: de benadering is sterk empirisch. Immers de in de luchtfotografie gebruikte technieken zijn in hoge mate ervaringstechnieken en vaak wat vaag gedefinieerd. Het gebruikte materiaal (luchtfoto's) is geometrisch goed maar radiometrisch heel moeilijk te definieren.

De moderne ruimtevaarttechniek heeft juist daar grote veranderingen gebracht. De data, dus ook de beelden, komen niet langer op film maar in numerieke vorm op computertape. Zelfs absoluut werken is in een aantal gevallen mogelijk geworden. Toch blijven velen nog altijd tegen het verkregen materiaal aankijken als foto's, zelfs tegen beelden die opgenomen zijn in het TIR-venster en het microgolfvenster.

HET VENSTER ZICHTBAAR LICHT EN NIR: LANDSAT

In dit venster is LANDSAT werkzaam. Dit is ook de oudste aardobservatie satelliet. De eerste - toen nog ERTS.1 geheten - werd gelanceerd op 23 juli 1972. Dit systeem heeft vele opnames van de aarde gemaakt en voorbeelden daarvan komen zelfs al voor in de moderne leerboeken voor de middelbare school. Figuur 3 geeft een voorbeel

De relatie met de luchtfotografie is voor dit satelliet systeem het duidelijkst. Het bevat 3 return be vidicons (RBV; 3 kleuren: groen, rood, NIR) en een mul spectrale scanner (MSS; 4 spectrale banden: groen, roo en 2 in het NIR). Het RBV was bedoeld als een directe link met de luchtcamera. Net als in een gewone camera wordt het lichtgevoelige materiaal - hier de target plate - kort belicht. Daarna wordt deze plate "langzaa uitgelezen.

Er zijn echter ook grote verschillen. De camera - film combinatie munt uit doordat er een heel hoog geometrisch scheidend vermogen mee bereikt kan worden. Zi heeft echter een slecht gedefinieerd spectraal en radi metrisch scheidend vermogen. Om de bandbreedte van het transmissiekanaal naar de aarde zo beperkt mogelijk te houden moet men in een satellietcamera een grens stell aan het geometrisch scheidend vermogen (voor het RBV ongeveer 45 m) terwijl het spectraal- en radiometrisch scheidend vermogen eenvoudig in de hand te houden zijn Het gevolg is dan ook geweest dat men bij de analyse d beelden meer en meer gebruik is gaan maken van de kleu Dat is het beste te realiseren met de output van de MS (geometrisch scheidend vermogen ongeveer 80 m), met al gevolg dat de uitvoer van dat systeem thans het meest gebruikt wordt.

Dit laatste betekende een verschuiving van de visele interpretatie aan de hand van "foto's" naar een to nemend gebruik van de computer. Voor visuele interpretatie worden de beelden aangeboden als z.g.n. "false - color" beelden, d.w.z. op dezelfde wijze als de beelde op een "false - color" (of camouflage detectie: CD) fi



g. 3: LANDSAT-beeld 15 augustus 1978

rden vastgelegd: blauw wordt niet weergegeven, groen rdt als blauw, rood als groen en NIR als rood weergeven. De hoge reflectie van vegetatie in het NIR verrzaakt de bekende rode kleur van zulke beelden. Door t toenemend gebruik van de computer zijn ook vele anre kleurencombinaties mogelijk.

Door de vroege ontwikkeling van het systeem en het it dat men vele heren ("gebruikers") meende te moeten enen, is de keuze van de spectrale banden in LANDSAT g niet optimaal. Dit geldt met name de scheiding tussen t rode en het eerste NIR-kanaal. Ondanks deze beperking rden zeer fraaie resultaten bereikt. In de LANDSAT-D, e dit jaar operationeel moet worden, is een nieuwe anner opgenomen waarin men hiermede wel rekening geuden heeft. Bovendien zijn er meer kleurenbanden in opnomen, waarvan de keuze werd bepaald uit de resultaten n achtergrondsonderzoek op de grond en met behulp van iegtuigen.

Naast LANDSAT moet een recente Europese ontwikkeling rden genoemd. Frankrijk bouwt momenteel zulk een sateliet (de SPOT; scheidend vermogen 40 m), die binnen afenbare tijd door een Ariane raket zal worden gelanceerd.

De datastroom verkregen uit deze satellieten is hoog. Voor LANDSAT zo'n 20 Mbit/s. Voor de ontvangst is over de gehele aarde een net van ontvangers gebouwd. Via een contract met NASA regelt de European Space Agency (ESA) de verspreiding van de boven Europa opgenomen beelden. Dit geschiedt via een z.g.n. National Point of Contact (NPOC). In Nederland is het Nationaal Lucht en Ruimtevaartlaboratorium NLR in Amsterdam zulk een NPOC. De in dit verhaal opgenomen beelden zijn ook via het NLR verkregen.

HET TIR-VENSTER: DE HCMM

Vanuit de luchtfotografie gezien is dit een geheel nieuw venster. Er bestaan reeds een aantal jaren scanners voor dit venster voor het gebruik in vliegtuigen. Men neemt hier de warmtestraling waar die de aarde en elk voorwerp daarop emitteert. De hoeveelheid geëmitteerde straling wordt bepaald door de temperatuur en de emissiecoëfficient van het waargenomen voorwerp. De temperatuur is weer afhankelijk van de fysische eigenschappen - met name de warmtecapaciteit - en de meteorologische voorgeschiedenis. De fysische problemen rond de waarneming in dit venster zijn zeer complex.

De HCMM (de Heat Capacity Mapping Mission satelliet) is bedoeld om de warmtecapaciteit te meten, met name voor geologische doeleinden. Fig. 4 geeft een voorbeeld van

a.

VIS

b.

TIR

c.

TIR



Fig. 4: HCMM-beelden, 20 juni 1978, a en b dagopname, c nachtopname

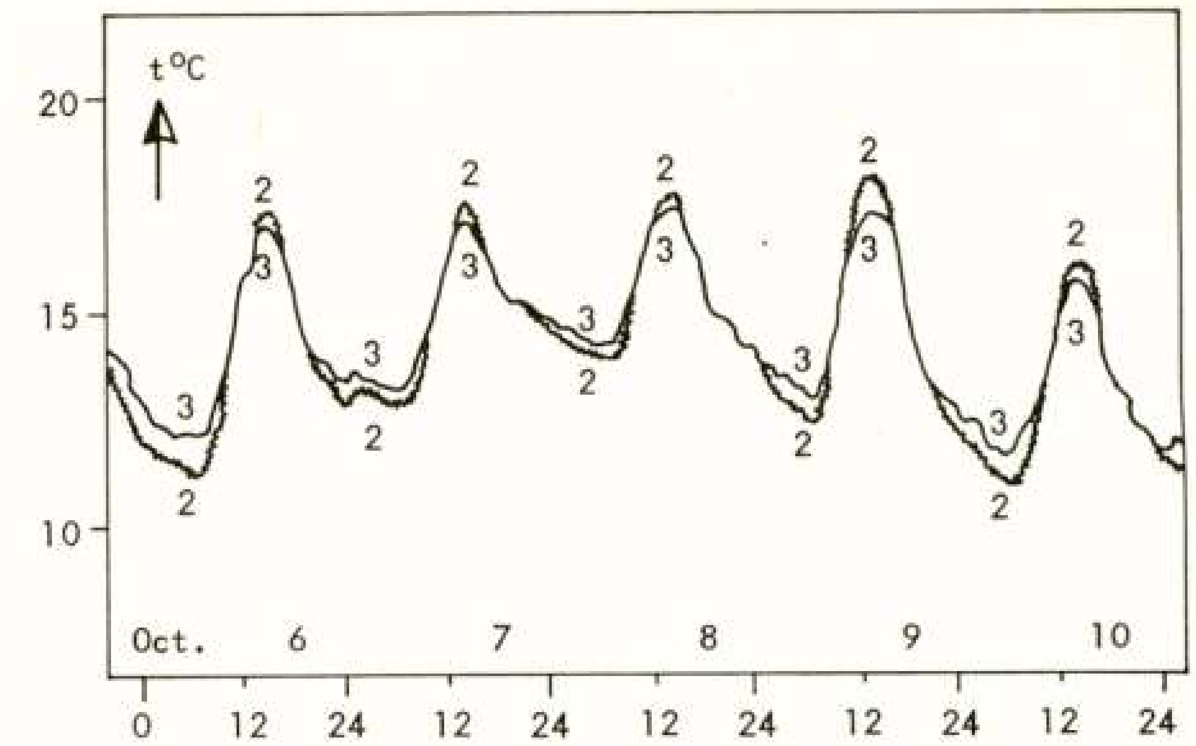


Fig. 5: Temperatuurvariatie van de bodem: 2 boven de zandbaan en 3 er naast; zie tekst

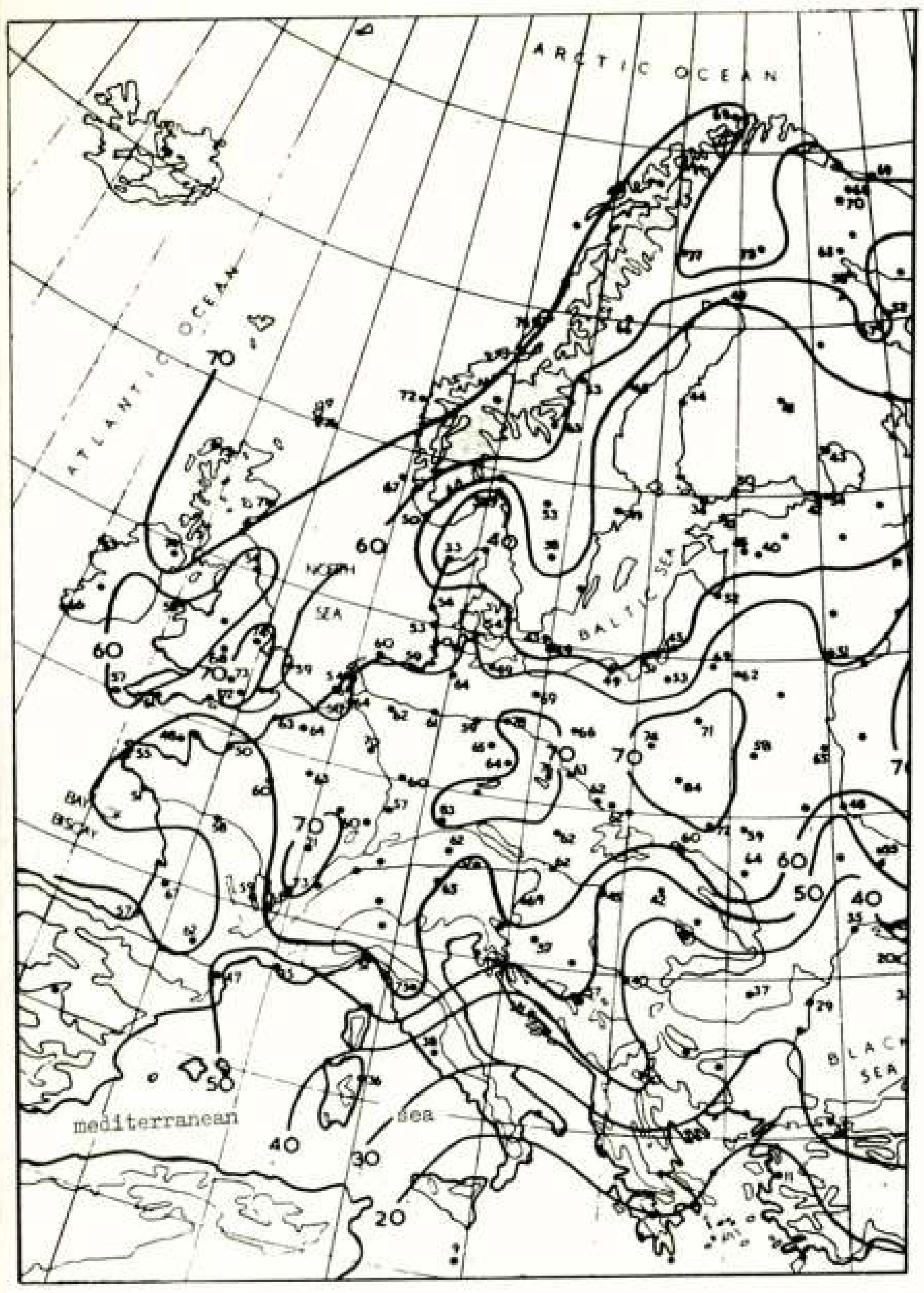
een beeld gemaakt door deze satelliet. Het idee er acht is het volgende: Bij een vaste instraling (door de zon, overdag) zal een lichaam met grote warmtecapaciteit minder opwarmen dan een zelfde lichaam met een geringe war tecapaciteit. Het omgekeerde gebeurt 's nachts bij warmteafgifte door straling. Fig.5 geeft hiervan een voorbeeld. Het betreft hier metingen bij een ondergrondse zandbaan in een polder, waarbij de verschillen ontstaan door geringe verschillen in bodemeigenschappen van de b dem boven de zandbaan en er naast.

De HCMM realiseert e.e.a. op de volgende wijze. Ee per 5 dagen ongeveer neemt de satelliet overdag een war tebeeld (venster: 10,5 - 12,5 μm) en een reflectiebeeld (venster: 0,5 - 1,1 μm) op. Het reflectiebeeld registre de albedo (reflectiecoëffiecient) van de betrokken voorwerpen in het VIS en NIR. Dit is een maat voor de absor tie van het ingestraalde zonlicht (mogelijkheid tot opwarmen). Uit de combinatie van het waargenomen albedo m het waargenomen temperatuurverschil tussen dag en nacht leidt men de warmtecapaciteit af.

Warmtesensoren zijn ook ondergebracht in een aanta andere satellieten, met name de meteorologische. Ook de LANDSAT-D zal in het warmtevenster gaan waarnemen. Door velen wordt dit gebruik in LANDSAT-D echter alleen maar beschouwd als een extra band naast de al aanwezige kleurenbanden (je zou dan dus (sic.) meer informatie krijge zonder zich te realiseren dat hier een heel nieuw fysis terrein wordt aangesproken.

HET MICROGOLF VENSTER: SEASAT

Een groot bezwaar van de twee hiervoor besproken venste is het feit dat bewolking waarnemingen van het aardoppe vlak in deze vensters onmogelijk maakt. De LANDSAT kan bovendien 's nachts niet waarnemen. Met name in situati waar men regelmatige waarnemingen, of waarnemingen op b paalde, vaste, tijdstippen behoeft, zoals bij oogstvoorspelling (LANDSAT) en de bepaling van de warmtecapacite (HCMM), levert dit grote problemen op. Met name in Euro



g. 6: Percentage van de tijd in juni dat de bewolking tussen 6/8 en 8/8 is.



g. 7: SAR beeld van SEASAT; baan 1493, 9 oktober 1978

en in de Tropen is dit een groot probleem. Zelfs de bekende mooi weer gebieden kunnen hier nog problemen opleveren zoals in fig. 6 is te zien. In het microgolfvenster heeft men daar veel minder last van en dit is duidelijk door SEASAT gedemonstreerd. De levensduur van deze satelliet was helaas maar kort. Door een technische fout in het voedingssysteem ging hij al na 3 maanden kapot. Toch was hij een groot succes. Immers doordat waargenomen werd in het microgolfvenster kwamen er steeds bruikbare gegevens als de microgolfsensoren bij stonden, met name boven Europa waar door een slechte zomer de bewolking dicht was. Het in fig. 7 gegeven voorbeeld van een beeld van de SAR, het beeldvormende systeem in deze satelliet, werd opgenomen bij een nagenoeg gesloten wolkendek.

Een ander voordeel is dat in het microgolfvenster actief gewerkt kan worden door radar te gebruiken. Doordat men zijn eigen "licht"-bron meevoert wordt absoluut werken mogelijk. Fig. 8 geeft een voorbeeld van de meting van de reflectiecoëfficient (radar cross-section) γ van de zee. De verandering van γ met de windsnelheid maakt het mogelijk om de windsnelheid te bepalen door γ te meten. (de Loor, 1980, 1982) Dit is gerealiseerd in de windscatterometer van SEASAT.

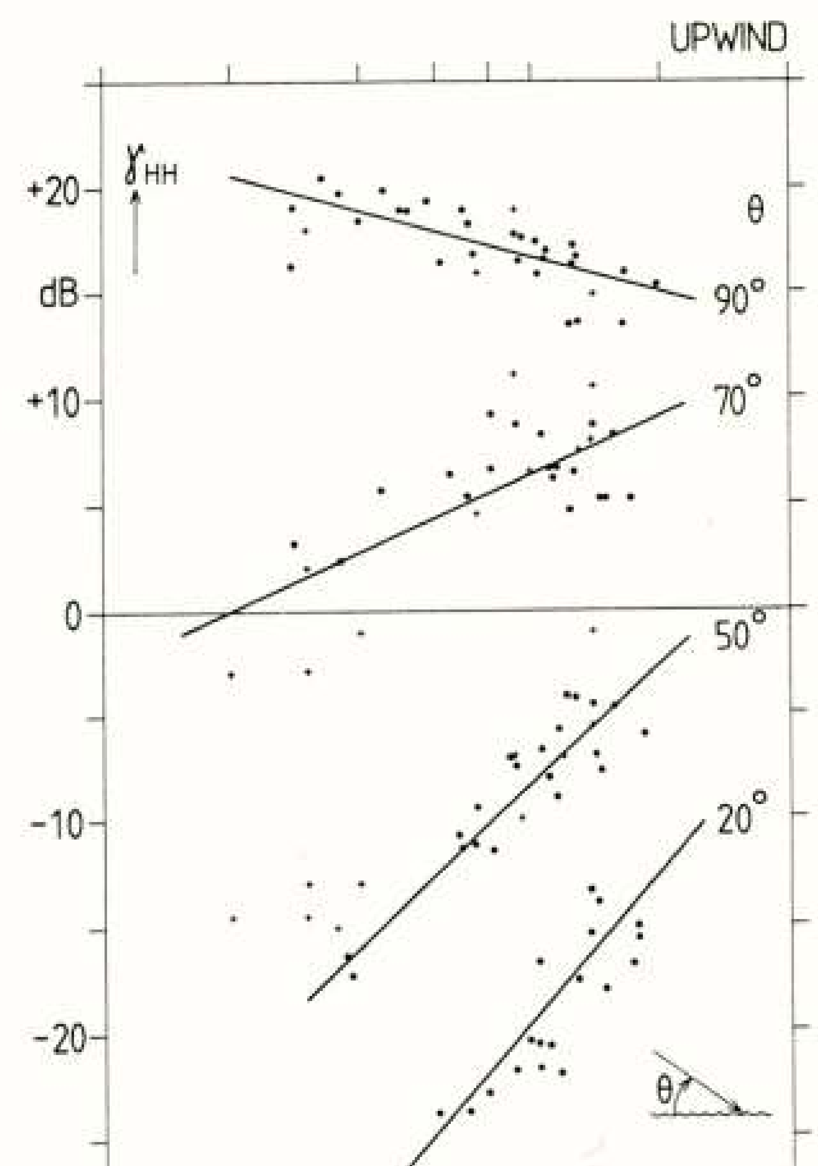


Fig. 8: Radarreflectie van de zee als functie van de windsnelheid

SEASAT-A was een experimentele satelliet voor het waarnemen van de zee en het continentaal plat. Zoals gezegd lag het accent daarbij op waarneming met microgolven om zo onafhankelijk mogelijk te worden van het tijdstip van de dag en van het weer. Toch was er nog een sensor opgenomen die plaatjes maakte (met een laag scheidend vermogen) in het zichtbare licht en nabije infrarood. Naast deze sensor waren de volgende microgolfsensoren opgenomen:

- De radar hoogtemeter. Deze meet de hoogte tot het "sub - satellite point". Met behulp van gecalibreerde baangegevens (onder meer verkregen met behulp van laser afstandsmeters) kan dan zeer nauwkeurig de geoide worden bepaald en verstoringen in de gemiddelde hoogte van het zeeoppervlak, zoals bijvoorbeeld door stromingen en getijden. Voorts kan de golfhoogte worden vastgesteld. Gestreefd werd naar een nauwkeurigheid (standaarddeviatie) van 10 cm voor de hoogte-meting en 50 cm in de golfhoogte-meting ($H_{1/3}$) of 10% voor golfhoogtes tussen 1 en 20 m. Deze nauwkeurigheden zijn gehaald. (SEASAT 1, 1982)
- De microgolf "scatterometer". Met dit systeem wordt de reflectiecoefficient van de zee gemeten als functie van de hoek van inzien. Uit deze meting werden de windrichting (tot op 20°) en de windsnelheid (tot op 2 m/s) afgeleid voor windsnelheden tussen 4 en 26 m/s (Schroeder, 1982).
- De microgolf radiometer. Deze meet de oppervlakte temperatuur van de zee (tot op $1^{\circ}C$) in het microgolfvenster. Uit deze meting kan ook de windsnelheid worden afgeleid (tot op 2 m/s) bij windsnelheden tussen 7 en 30 m/s. De analyse van de vele beschikbare gegevens heeft geleerd dat de nauwkeurigheden waarop gemikt werd ook inderdaad zijn gehaald voor bovengenoemde sensoren (Science, 1979; SEASAT 1, 1982).
- De side-looking radar (SLR). In de satelliet werd een radar van het zogenaamde SAR (Synthetic Aperture Radar) type gebruikt. Alleen met behulp van apertuur synthese is het mogelijk om beelden van het aardoppervlak te maken vanuit de ruimte met voldoende hoog scheidend vermogen. Gestreefd is naar een resolutie van 25 m en dat is ook wel gelukt. Het ontvangen ruwe radar signaal (in Europa stond een ontvanger te Oakhanger, UK) levert een soort hologram dat tot een leesbaar radarbeeld moet worden omgezet (zie fig. 7). De gebruikte radar bekijkt de aarde onder een hoek van 20°. Een strook van 100 km breed liggend aan stuurboordzijde van de satelliet wordt opgenomen. Deze strook ligt tussen 250 en 350 km naast de "sub-satellite track". De gebruikte golflengte ligt in de L-band (λ = 22 cm).
  Met name op zee werden een groot aantal verschijnselen waargenomen die voor velen nieuw waren (bodemtopografie, interne golven), maar in Nederland ook al met een eenvoudige SLR (de Loor, 1981) werden waargenomen.

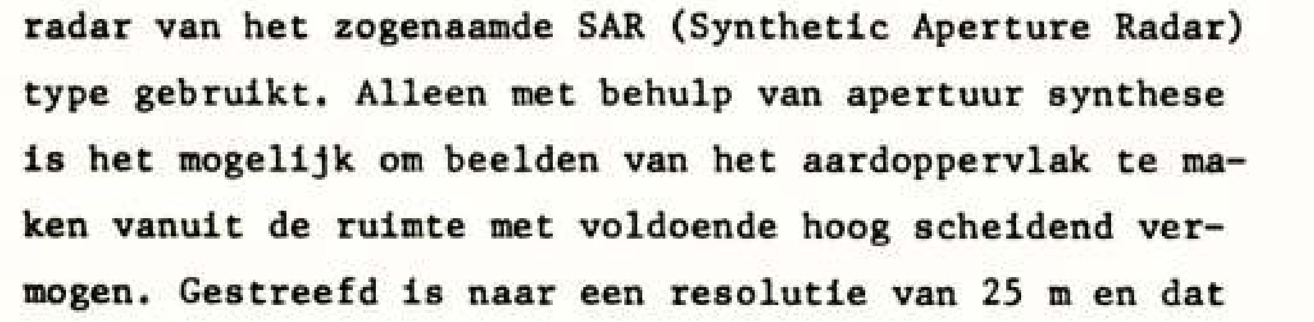


Fig. 9: Overzicht van het remote sensing systeem.

PROBLEMEN

In fig. 9 wordt een ruwe schets gegeven van het totale aardobservatie (remote sensing) complex. Dit geldt zowe voor aardobservatie met satellieten als met vliegtuigen Allereerst is er het waarnemingssysteem zelf, tussen de vraagtekens A en B. Dit puur technische systeem zit dus in een vliegtuig of aardobservatiesatelliet. Het neemt het aardoppervlak waar in een van de besproken vensters en transporteert deze waarnemingen naar een verwerkings eenheid (bijvoorbeeld een computer). Maar er zit nog ie voor en iets achter dit stuk techniek en daar zitten nc heel wat problemen.

Zoals reeds eerder opgemerkt is de interpretatie v afbeeldingen van het aardoppervlak vanuit de ruimte met behulp van satellieten - en het hele satelliet gebruik dit verband - tot nu toe in hoge mate bepaald geweest door de ervaringen die men had met de luchtfotografie. daar gebruikte technieken zijn sterk empirisch. De verkregen beelden lijken dan ook erg op luchtfoto's en ve proberen ze dan ook te interpreteren alsof het gewone foto's zijn. Voor een eerste indruk kan dat heel nuttig zijn, maar men moet zich dan wel heel goed realiseren d men hier te maken heeft met transformaties. Immers de b schreven systemen hebben de in het micron- resp. cm-gol gebied ontvangen signalen voor ons omgezet naar een bee in het zichtbaar licht. De waargenomen grijstonen betek nen nu heel iets anders dan de grijstonen in een gewone luchtfoto: bijv. temperatuurverschillen in een TIR-opna Kortom op zo'n omzetting zullen de methodes die in de luchtfotografie gehanteerd worden niet direct toepasbaa zijn.

Bovendien levert de moderne ruimtevaart de data, c ook de beelden, toe in numerieke vorm waardoor in vele gevallen zelfs absoluut werken mogelijk wordt. Met name de radar biedt wat dat betreft grote perspectieven. We zagen dit al in de toepassing van de meting van de rada doorsnede van de zee als maat voor de windsnelheid in c windscatterometer. Metingen verricht in Nederland hebbe aangetoond dat zulk absoluut werken ook toepassingen ka hebben boven land (ROVE programma, de Loor, 1982). De opening van de nieuwe vensters (TIR en microgolven) dwc veel beeld-interpreteurs al om met deze technieken mee gaan en begrip te ontwikkelen voor de fysische verschij selen achter de beelden. Toch is in veel gevallen de al gemene eerste benadering nog steeds hetzelfde gebleven: je accepteert wat je uit het systeem krijgt zonder je e veel om te bekommeren hoe de informatie er in gekomen i en je gaat ermee aan het werk, al of niet met inschakeling van een computer. Kijkend naar fig. 9 zou je deze aanpak een "a posteriori" (van achteren af) benadering kunnen noemen. Door zo te handelen gebruiken we maar ee heel klein deel van het totale systeem: de output. De kwaliteit van deze output wordt echter wel bepaald door de kwaliteit van de input naar het systeem. Wanneer we

vensters	physisch mechanisme	probleemgebieden
zichtbaar licht en nabij infrarood (0,35 - 2,5 μm)	reflectie R = f(λ); kleur als kenmerk; polarisatie	belichting kan niet worden geregeld. verhouding directe/diffuse straling. richtingsafhankelijke reflectantie
thermisch infrarood (4 - 14 μm)	emissie e = f(λ); verschillen in emissie-coëfficient. temperatuur verschillen	thermische eigenschappen van de objecten. thermische voorgeschiedenis
microgolven (0,1 - 30 cm) (0,8 - 25 cm)	passief: emissie, e = f(λ); temperatuur. actief: backscatter, γ = f(λ) als functie van polarisatie	integratietijd, geometrisch scheidend vermogen. radiometrisch scheidend vermogen.

Tabel II: Fysica van de beeldvorming

verkeerde gegevens opnemen (bijv. werken in een ver-rde frequentieband of kleur, met een verkeerde pola-atie, enz.) of wanneer we niet alle gewenste informa- opnemen, kan dat nooit meer worden goed gemaakt, niet de grootste computer, noch met het beste algorithme. maar alles opnemen waar je aan kunt denken lost het bleem ook niet op: het verzadigt alleen maar je trans-siekanaal of maakt dit nodeloos duur. De beste bena-ing is een "a priori" benadering: het stellen van de ste vragen direct bij de sensor. Dat vereist kennis de input kant. En daar ligt het probleem. Wat doet sensor? De "sensor" neemt een fysische grootheid waar: reflectie of emissiecoëfficient. Zie tabel II. Boven-ı is de fysica van elk venster verschillend. De ge-iker van de data is echter in heel wat anders geïn-esseerd. Hij zoekt bijv. naar ziektes in een gewas, r een bedekkingsgraad (oogstvoorspelling), naar de wa-inhoud van de bodem, of hij wil economische grootheden ıen zoals bevolkingsdichtheid, verwachte opbrengst van oogst, areaal schattingen, enz. (zie tabel III) en dat voorkeur in numerieke vorm compleet met de fouten-ızen. Al deze informatie is in een aantal gevallen en ər bepaalde voorwaarden af te leiden uit de waargeno- fysische grootheden waar het technische opname-systeem werkt. En nu raken we de kern van het probleem: welke ı die gevallen en welke zijn die bepaalde voorwaarden? echniek is daarbij veelal niet het probleem, althans is een oplosbaar probleem mits de juiste vraagstelling end is. Het onderzoek moet dan ook gericht zijn op een ste vraagstelling. Nodig zijn de transformaties van de uikers-grootheden naar de fysische grootheden die de te sensing systemen kunnen waarnemen (tabel III naar l II) en weer terug (tabel II naar tabel III). Pas deze kennis kan het gehele technische systeem worden timaliseerd: de "sensor" (input) zowel als de output juiste data voor de gebruiker).

Meer kennis van deze transformaties is nodig. Dit be-nt meer kennis van de object-sensor interactie. Deze ak wordt in Nederland gevolgd in de verschillende

Meteorologie
- fronten
- windsnelheid/richting
- temperatuur

Zee
- zoutgehalte
- turbiditeit
- oppervlakte temperatuur

Golven
- hoogte
- richtingsspectra

Bodemeigenschappen
- draagkracht
- vochtgehalte
- ruwheid
- bedekking

Gewassen
- kartering
- classificatie
- bedekking
- biomassa
- controle

Economische grootheden
- oogstopbrengst
- bevolkingsdichtheid

Enz., enz.

Tabel III: Grootheden interessant voor een "gebruiker"
Enkele voorbeelden

werkgroepen van de BCRS (Begeleidings Commissie Remote Sensing). Deze interdepartementale commissie coordineert onder voorzitterschap van Rijkswaterstaat alle onderzoek op het gebied der aardobservatie (remote sensing) in Nederland.

CONCLUSIES

Omdat de aardobservatie (en dit geldt zowel voor satelliet waarneming als voor waarnemingen vanuit vliegtuigen) is ontstaan uit een stuk empirische discipline als de luchtfotografie, wordt hier meestal een "a posteriori" benadering gebruikt ("plaatjes kijken"). Daarom is er al zeer veel gedaan aan beeldverwerking (de output in fig. 9) en computer apparatuur en algorithmes zijn daarvoor nu ruim aanwezig. Toch wordt de aardobservatie nog maar zeer beperkt operationeel toegepast. Technisch is bijna alles mogelijk. Er ontbreekt echter een juiste vraagstelling: de transformatie van gebruikersparameters naar de fysische

grootheden die aardobservatie systemen opnemen.

Een goed inzicht in de fysica van de verschijnselen die aan de beeldvorming bijdragen is daarom nodig, enerzijds om de sensoren optimaal te dimensioneren en goed in te passen in een volledig waarnemingssysteem, anderzijds ook om zo'n systeem dan weer optimaal in te zetten en te gebruiken.

LITERATUUR

Loor, G.P. de en Hoogeboom P., Radar Backscatter Measurements from Platform Noordwijk in the North Sea; IEEE J. Oceanic Eng., Vol OE-7, nr. 1, jan. 1982, blz. 15 - 20.

Loor, G.P. de, Hoogeboom P. en Attema E.P.W., The Dutch ROVE Program; IEEE Trans. Geosci. and Remote Sensing, vol. GE-20, nr. 1, jan. 1982, blz. 3 - 11.

Loor, G.P. de, Radarwaarneming van de zee vanuit de lucht en de ruimte; Ruimtevaart, deel 29, nr. 1, febr. 1980, blz. 94 - 103.

Loor, G.P. de, The observation of tidal patterns, currents and bathymetry with SLAR imagery of the sea; IEEE J. Oceanic Eng., vol. OE-6, no. 4, okt. 1981, blz. 124 - 129.

Loor, G.P. de, Remote Sensing; een algemene inleiding; Cultuurtechnisch Tijdschrift,deel 19, nr. 5, febr. maart 1980, blz. 222 - 235.

Manual of Remote Sensing; uitgegeven door de American Society of Photogrammetry, Falls Church Va, 1982.

Procs of the IUCRM Colloquium on "Radio Oceanography", Hamburg 29 sept - 6 okt. 1976; special issue of Boundary-Layer Meteorology, vol. 13, nrs. 1 - 4, jan. 1978.

Sabins, F.F., Remote Sensing, Principles and Interpretation; W.H. Freeman and Cy, San Francisco, 1978.

Science: Reports on Seasat, vol. 204, no. 4400, 29 June 1979, blz. 1405 - 1424.

SEASAT 1, Reports in: J. Geophysical Research, vol. 87, no. C5, April 30, 1982, blz. 3173 - 3431.

Schroeder, L.C., W.L. Grantham, J.L. Mitchell and J.L. Sweet, Sass measurements of the K_u-band radar signature of the ocean; IEEE J. Oceanic Eng., vol. OE-7, no. 1, jan. 1982, blz. 3 - 14.

Voordracht gehouden op 27 mei 1982 op THD tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 307) de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

VAN HET BESTUUR

<u>ı zinvol en interessant experiment</u>

ŒL heeft het idee gelanceerd dat de aangesloten ·enigingen, gezien hun wetenschappelijke niveau, als ›uwe aktiviteit gerichte studentenuitwisseling zouden ınen bevorderen.

: NERG vindt dit een zinvolle gedachte, die zeker lere uitwerking verdient. Zij heeft echter EUREL erop vezen, dat er reeds een professionele wereldwijde ıdentenuitwisselingsorganisatie bestaat: The Inter-:ional Association for the Exchange of Students for :hnical Experience, kortweg IAESTE.

Desgevraagd bleek de IAESTE gaarne bereid met EUREL haar aangesloten verenigingen samen te werken; ıiddels is een contact tot stand gebracht tussen beide :ernationaal gerichte organisaties.

: grote voordeel van deze samenwerking is, dat de :STE als "non-political" organisatie beschikt over een ·eldomspannend netwerk van contacten en als zodanig ıden heeft met de UNESCO, de ILO, de FAO etc., maar : directe ingangen weet naar ambassade, arbeidsburo's andere instanties. IAESTE neemt aldus op professio-.e wijze al die vervelende bijkomstigheden uit handen : aan studentenuitwisseling kleven, zoals:

- Onderzoek of er een visum nodig is en zo ja, assistentie bij het verkrijgen daarvan;
- Ditto met betrekking tot een eventuele werkvergunning;
- Garanties dat de te ontvangen student verzekerd is tegen ziekte, ongeval en overlijden;
- Het verkrijgen van huisvesting als de ontvangende instanties daar zelf niet voor kunnen zorgen;
- Aangeven van normen met welke vergoeding men kan volstaan, waarbij uitgangspunt is dat de student zelf zijn reiskosten betaalt;
- Richtlijnen hoe men een eventuele aanbieding op gestandaardiseerde wijze kan inkleden, opdat men de meest geschikte student krijgt, niet alleen qua vakrichting en niveau, maar ook qua talenkennis e.d.
- Oplossen van de problemen die zouden kunnen ontstaan wanneer ondanks alle goede voorbereidingen de student toch niet blijkt te voldoen, omdat bijvoorbeeld zijn talenkennis te zwak is of omdat hij zijn huisvestingsverplichtingen niet nakomt.

ıangrijker is echter nog dat de IAESTE Nederland in ıwe samenwerking met de Foreign Student Service, FSS de door Nederlandse studenten gerunde Student's :eptons Committees, ook de sociale en culturele verzorging van een te ontvangen student overneemt met name tijdens de vrije tijd, ook de weekends, door het organiseren van gerichte excursies, social evenings en andere evenementen, waardoor het door de buitenlandse student zo gewenste contact met leeftijdgenoten op ongedwongen wijze tot stand komt.

Vaakt toch is men wel bereid een buitenlandse student in de werksfeer te ontvangen maar ziet op tegen het "entertainen" daarbuiten, ook dit nu vangt de IAESTE dus op.

<u>Al deze service verleent de IAESTE als "non-profit" organisatie zonder eigen kosten in rekening te brengen.</u> In Nederland worden bijvoorbeeld de eigen kosten van de IAESTE via de TH's en de LHW gedragen door het Ministerie van Onderwijs en Wetenschappen.

Waarom doet de IAESTE dit allemaal? Wel, het sleutelwoord is wederkerigheid (reciprocity). Dit houdt in dat voor iedere in Nederland ontvangen buitenlandse student, een Nederlandse student naar een der andere aangesloten vijftig landen gestuurd mag worden voor een gerichte trainingsperiode. In haar totale bestaan heeft IAESTE reeds 200.000 studenten op deze wederkerigheidsbasis uitgewisseld; het jaarlijkse kwantum beweegt zich nu rond de 5000 world-wide, waaronder een 400 Nederlandse studenten van vooral de TH's.

Wanneer men dus in IAESTE-verband een student ontvangt verricht met twéé keer een goed en dankbaar werk. Niet alleen geeft men dan een geïnteresseerde buitenlandse student de kans zijn kennis hier te verrijken, doch tevens stelt men, zonder daar zelf moeite voor behoeven te doen, een Nederlandse student in staat zich elders in de wereld te bekwamen in het kader van zijn lopende studie. Dit komt uiteindelijk ons allen ten goede. Naast dit lange-termijn voordeel kunnen echter ook directe voordelen behaald worden:

- Daar het IAESTE-systeem het vinden van de meest geëigende buitenlandse student bevordert, is het niet ondenkbaar dat deze een bruikbare bijdrage aan het eigen werk levert. Hiervan zijn frappante voorbeelden bekend. Zo kreeg een firma die voor het eerst een grote installatie naar Argentinië exporteerde de beschikking over een Engels sprekende Argentijnse student, die het gehele "users-manual" voor deze installatie met kennis van zaken in het Argentijns-Spaans opzette. Ook gevallen van hoogwaardige gespecialiseerde inzet komen voor.
- Omgekeerd komen door de grote variëteit binnen het geschetste ruime studenten-aanbod, ook buitenlandse studenten voor, die gaarne bereid zijn voor anderen minder interessante routine-achtige aktiviteiten als eenvoudige metingen e.d. als praktische ervaring in het buitenland, d.w.z. ons land, te verrichten.

- Voor de eigen mensen kan het kennis maken met een geïnteresseerde buitenlandse student, bijvoorbeeld een Japanner, een Amerikaan, een Zweed e.d. stimulerend werken. Bovendien weet men nooit of de ontstane relatie later niet tot voordeel strekt. Studenten die naar het buitenland gaan zijn niet de slechtste en bereiken later wellicht invloedrijke posities. Dit is uiteraard een lange-termijn effect op het gebied van public relations.

Gebruikelijke periodes in IAESTE-verband zijn 2 tot 3 maanden, er is echter ook een groeiende behoefte aan langere periodes, zeg 6 maanden met een dientengevolge hoogwaardiger inhoud. Vaak kunnen buitenlandse studenten zich wegens studieverplichtingen slechts in de zomermaanden vrij maken. In de Nederlandse verhoudingen heeft dit het voordeel dat dan de alom bekende HTS- en MTS praktikanten afwezig zijn, zodat de ontvangende instanties niet dubbel worden belast.

Periodes buiten de zomermaanden komen echter ook voor; ideaal is natuurlijk een aanbieding voor "any period", waarbij de buitenlandse student de periode in de voor hem meest geschikte tijd kan afleggen. De voertaal is meestal Engels of Duits, maar op verzoek van de ontvangende instantie is Frans of welke andere taal dan ook te realiseren en zoals gesteld door IAESTE te garanderen dat de aangeboden buitenlandse student daar ook in converseren kan. De ontvangende instantie behoeft geen bedrijf in engere zin te zijn, integendeel: overheidsinstanties en vooral ook wetenschappelijke instituten zijn ook zeer geëigend.

Het feit, dat bedrijven en instituten die met het IAESTE systeem meewerken, steeds weer opnieuw langs deze weg buitenlandse studenten aanvragen, bewijst dat men in het algemeen goede ervaringen heeft. Ook wordt deze bereidheid natuurlijk ingegeven door het besef dat het goed is jonge mensen een kans te geven en aan hun ontplooiing te mogen meewerken. Niet in het minst is ook vaak sprake van een "sweet-memories-effect". Immers, de meesten van ons zijn zelf in hun jonge jaren op enigerlei wijze op stage geweest en denken met dankbaarheid terug aan hen die ons daarbij geholpen hebben, toen we nog jong en onervaren waren. Hen kunnen wij het niet meer vergelden, maar wel kunnen wij nu op onze beurt jonge enthousiaste mensen van deze generatie helpen en zo onze dankbaarheid omzetten in een daad die daarenboven nog weer tot eigen voordeel kan strekken, immers langs deze weg kan werk gereed komen dat anders wellicht was blijven liggen.

Juist voor de leden van het NERG leek ons een en ander bijzonder interessant. Zij toch beschikken over de nodige contacten op het gebied van elektronica en computer-toepassingen, zijnde die gebieden waarvoor in IAESTE-verband een grote vraag en derhalve een ruim aanbod van goede buitenlandse studenten bestaat.

Daarom willen wij trachten het EUREL-initiatief een praktische uitvoering te geven door ons tot alle NERG leden persoonlijk te wenden middels bijgaande brief.

Wij bevelen deze brief in Uw aandacht aan en zouden het bijzonder waarderen wanneer vele leden de[z] ingevuld zouden willen versturen aan Ir. P.J. Corzil[i] de Vice-President IAESTE Nederland, die als zodanig ook contact met EUREL onderhoudt en ons geässisteerd heeft bij de opzet van dit redactionele artikel.

ekommunikation als Berufschance

rlijks houdt de Münchner Kreis een bijeenkomst, die ijd is aan nieuwe ontwikkelingen in de telecommunica- en de maatschappelijke implicaties van deze ontwikke- gen. Het symposium dat de M.K. in april j.l. heeft ge- aniseerd had als onderwerp: 'Telekommunikation als Be- schance' [1].

rom juist dit onderwerp werd gekozen, lezen we in het rwoord bij de gepubliceerde referaten:

'In steigendem Maße hat die Telekommunikation einen fgreifenden Einfluß auf unsere Gesellschaft, die For- des Zusammenlebens und Zusammenwirkens in unserer ar- tsteiligen Welt und den erreichbaren Lebensstandard. en Energie und Materie gilt Information als die drit- fundamentale Größe für die Gestaltung unseres Lebens. Bedeutung der Information nimmt von Jahr zu Jahr zu, es steht zu erwarten, daß die Informationstechnik genden Einfluß auf die kommenden Jahrzehnte haben wird ei versteht man unter dem Begriff Informationstechnik . Telematik das Zusammenwirken von Informationsverar- tung oder Informatik einerseits und Informationsüber- tlung oder Telekommunikation andererseits. Deutlich ennbar wachsen diese beiden Gebiete immer stärker zu- men und bedingen sich gegenseitig. Der Zwang zur In- ation is daher gerade hier besonders ausgeprägt, wo- auf dem Weg in das Informationszeitalter die Mikro- ktronik als Basisinnovation die Rolle des Wegberei- s übernommen hat.

Getragen wird diese Entwicklung aber von Menschen, lich den Informationsgestaltern und -vermittlern ei- seits und denjenigen, die den technischen Vorgang der ormationsübermittlung erst ermöglichen. Zur ersten ppe zählen die Autoren, Publizisten, Journalisten, Re- teure, Reporter, kurzum alle, die Informationen erzeu- und anbieten, zur zweiten Gruppe gehören die auf dem iet der Telekommunikation tätigen Ingenieure, Forscher Techniker.

Der Kongreß 'Telekommunikation als Berufschance' ist Berufswelt dieser beiden Gruppen gewidmet. Obwohl sie Ausbildungsgang und von der Tätigkeitsart her ganz schieden sind, üben beide Berufsgruppen eine unver- htbare Funktion im Dienste der Menschen und der Ge- lschaft aus.'

Teneinde het bovengeschetste probleemveld zo goed elijk te beschrijven hadden de organisatoren van het posium inleiders uitgenodigd om enige moderne ontwik- ingen binnen de telecommunicatie te schetsen. Deze ekers kwamen, zoals te verwachten was, in hoofdzaak de industrie. Daarnaast waren enige sprekers uitge- nodigd, die geacht mochten worden de huidige of toekomsti- ge gebruikers van deze toepassingen van de telecommunica- tie te vertegenwoordigen.

De symposiumleiding had kans gezien als belangrijk- ste spreker uit de eerste groep Dr. A. von Bülow, Bundes- minister für Forschung und Technologie, naar München te halen. Dr. von Bülow gaf aan hoe men vanuit Bonn de ont- wikkelingen in de telecommunicatie ziet. De belangrijkste aspecten van zijn betoog kunnen in de volgende punten wor- den samengevat:

1. Die Risiken für die Wettbewerbsfähigkeit und die Sicher heit der Arbeitsplätze im Bereich der Telekommunika- tion in den 80er Jahren nehmen zu. Wir müssen uns ge- meinsam klar darüber werden, wie diese Risiken bewäl- tigt werden können. Forschung kann und muß dazu einen Beitrag leisten, aber nur wenn sie in enger Zusammen- arbeit mit der öffentlichen Beschaffung und den Markt- strategien der Industrie organisiert wird.
2. Speziell im Bereich des Fernmeldewesens können aus der Digitalisierung der Netze entscheidende Chancen für die Endgeräte- und Bauelementeindustrie abgeleitet wer- den.
3. Die Pilotprojekte für ein bundesweites Glasfaser-Breit- bandnetz im Sinne der BIGFON-Projekte der Deutschen Bundespost sind langfristig von großer Bedeutung für die Wettbewerksfähigkeit unserer nachrichtentechnis- chen Industrie.
4. Wir brauchen eine gemeinsame Anstrengung von Post, In- dustrie, Wissenschaft und Regierung, um die Eckdaten eines langfristigen Programms zur Entwicklung der Te- lekommunikation in der Bundesrepublik zu erarbeiten, damit die Optionen im Hinblick auf Digitalisierung,op- tische Nachrichtentechnik und Satelliten deutlicher erkennbar werden und ein optimales Zusammenpiel aller Beteiligten möglich wird.
5. Wir sollten uns nicht scheuen, medienpolitische Kon- flikte öffentlich auszudiskutieren, wir sollten diese Konflikte nicht mit taktischen Argumenten verschleiern
6. Unser Bildungswesen muß weiterentwickelt werden, wenn wir mit den technischen Herausforderungen wirklich fertig werden sollen.

Na Dr. von Bülow sprak Prof. G. Turner, Präsident der Westdeutschen Rektorenkonferenz, over de situatie aan de Duitse hogeschólen in de tachtiger jaren. In deze bij- drage werd een aantal kwesties, die momenteelin het hoger onderwijs in de Bundesrepublik spelen, aan de orde ge- steld. De schrijver van dit artikeltje kan de verleiding niet weerstaan de opinie van Prof. Turner met betrekking tot de toekomstige organisatie van het hoger onderwijs weer te geven:

'Gestuftes System der Ausbildung.
Parallel zum Ausbau der Bildungseinrichtungen hätte eine umfassende Reform des Studiums einhergehen müssen.
Aus der voraussehbaren Erkenntnis, daß zuviele Studenten

zu lange und damit zu teuer ausgebildet werden, wurde als Lösung die entsprechende Übernahme des anglo-amerikanischen Bildungssystems empfohlen: Alle Schulabsolventen (nach 12-jähriger Schulzeit) mit einer Studienberechtigung werden zunächst ohne Zulassungsbeschränkung zu einem dreijährigen (Kurz-)Studium mit berufsqualifizierendem Abschluß zugelassen. Für die entsprechend Fähigen gäbe es die Möglichkeit, im Anschluß daran ein forschungsorientiertes Aufbaustudium zu absolvieren. Hier wäre aber eine Auswahl zu treffen: nur 25% der Absolventen der ersten Stufe würden zugelassen. Ein solches System würde den qualifikationsspezifischen Anforderungen am ehesten gerecht.'

Opvallend is dat hier gepleit wordt voor een driejarige algemene opleiding, gevolgd door een 'elite'-opleiding voor slechts 25% van de studenten. Het lijkt me dat een dergelijk systeem meer mogelijkheden biedt om een goede vervolgopleiding binnen het technisch wetenschappelijk onderwijs te ontwerpen dan in Nederland met de twee-fase structuur (4 jaar - 1 jaar) mogelijk is.

Teneinde het symposium een internationaal karakter te geven had men sprekers uit Japan, U.S.A. en Nigeria uitgenodigd. De U.S.A.-spreker, te weten Eric Summer, vice-president van de Bell Laboratories en president van de IEEE Communications Society, betoogde dat de mensheid nu toch echt het informatietijdperk was binnengetreden en gaf vervolgens aan op welke deelgebieden van de informatietechnologie de Bell Labs werkzaam zijn. Summer besloot zijn betoog met de woorden:

'In summary, I believe that our industry faces greater opportunities than at any time in its past and the career opportunities are unbounded. The skill to continue the advance of the technology and the imagination to exploit what it offers will depend, as it has in the past, on being able to attract into the industry the very best of that most precious resource, people.'

Van de sprekers van Duitse origine dient hier nog genoemd te worden Helmut Lohr, Vorsitzender des Vorstands der Standard Elektrik Lorenz A.G. Hij constateerde dat in vroegere dagen de telecommunicatie nog opgedeeld kon worden in de volgende deelgebieden:

'- Vermittlungstechnik,
- Übertragungstechnik,
- Weitverkehrstechnik (Höchstfrequenz- und Satellitentechnik),
- Datentechnik,
- Endgerätetechnik.

Aber heute flieszen diese Bereiche ineinander. Digitalisierung und Mikroelektronik sind gleichartige bis identische Komponenten aller Anwendungsdisziplinen geworden.'

Vervolgens schetst de heer Lohr een interessant beeld van de werkzaamheden die een hedendaagse ingenieur in de telecommunicatie-industrie moet kunnen verrichten.

Zoals reeds gemeld was een aantal sprekers uit de reld van de omroep, de pers etc. uitgenodigd. Een same vatting te geven van hun bijdrage is in het bestek van dit artikeltje ondoenlijk. De algemene conclusie die z opdringt, is echter dat ook hier tamelijk grote veranc ringen voor de deur staan.

Tracht men tot slot vast te stellen welke nieuwe roepen er in de nabije toekomst zullen kunnen ontstaan dan is dat niet zo eenvoudig. De situatie wordt wellic nog het beste geschilderd door Prof. Witte in zijn slo beschouwing:

'In einer zweiten Phase des Kongresses wurden dan wirklich neue Berufe vorgestellt. Das Wort 'Berufe' scheint hier allerdings nicht so richtig zu passen. De Begriff leitet sich von 'Berufung' ab, also aus einer schön geordneten Welt, man möchte beinahe sagen, der Z te, in der ein Beruf förmlich anerkannt werden mußte, eine eigene, lebenslange Tätigkeit zu rechtfertigen. G rade auf dem Gebiet der Telekommunikation scheint dies langfristige Aspekt allerdings nicht zu treffen. Es si doch viel eher zukunftsorientierte Tätigkeiten, die du aus von verschiedenen Berufsbezügen her ausgefüllt wer können. Aus diesen können sich erst mit der Zeit auch neue Berufe entwickeln.'

Referentie: [1] Telekommunikation als Berufschance,
Veröffentlichungen des Münchner Kreis:
348 Seiten,
Herausgeber: W. Kaiser,
Berlin:Springer, 1982,
ISBN: 3-540-11726-1.

M. Jeuker

UIT HET NERG

NMUTATIES

gestelde leden

J.H.L. van der Bij, M. Hobbemastraat 17, Weesp.
W. van Eck, Beekforel 37, Warmond.
K.K. Eerland, Griegplein 178, Schiedam.
riffioen, Diedenweg 91, Ede.
A.P. Hoeke, Pr. Mariannelaan 31, Voorburg.
J.J. van der Kam, Gen. van Dedemlaan 106, Eindhoven.
. K.K. Keimpema, Valeriaan 61, Heerenveen.
K.E. Kuijk, Neumannlaan 5, Eindhoven.
H. Lammertse, Anna Paulownastraat 17 A, 's-Gravenhage.
P.A.P.H. de Lepper, Roland Holstlaan 332 J, Delft.
R.E.M. Matthews, Palmstraat 36, Utrecht.
J. Oudelaar, Händellaan 10, Huizen.
O.B.M. Pietersen, Kaspischestraat 7, Emmeloord.
P.D.C. Reefman, Prins Hendrikplein 19, Leidschendam.
J.H.A.W. van den Sande, Bloemfonteinstraat 42, Eindhoven.
P. Sanders, De Were 16, Zwijndrecht.
. E. van Slee, Hugo de Grootstraat 53, 's-Gravenhage.
f. dr. ir. F.W. Sluijter, Euvelwegen 18, Heeze.
P. Snoeij, Visstraat 54, Delft.
.C.M. van Tiggelen, Bazarstraat 39, 's-Gravenhage.
R.N.J. Veldhuis, Boomgaard 27, Hengelo (O).
ir. A.J. Vinck, Warande 16, Eindhoven.
. K.A. Vogel, Barnsteenstraat 24, Alphen a/d Rijn.
W.J.Vogel, Nijhofflaan 35, Eindhoven.

we leden

A.P. Dekker, Thomsonlaan 32, 's-Gravenhage.
R.C. den Dulk, 't Hert 49, Leidschendam.
C. Eberwijn, Jaarsveldstraat 151, 's-Gravenhage.
Th. Hamoen, Roland Holstlaan 752, Delft.
M.H.A.J. Herben, Oliemolenstraat 11, Klundert.
H.T. Hildering, Bulkhof 1, Tricht.
. J.M.L. Hruschka, Valeriaanstraat 69, Soest.
ir. H.P.M. Kivits, Prins Mauritslaan 98, Beek.
G.W.M. van Mierlo, Hoekerkade 66, Zoetermeer.
W.F.J. Peeters, van Koetsveldstraat 4, Hengelo (O).
Rens, Boslaan 16, Hilversum.
ir. Th.G. van de Roer, Hool 7, Nuenen.
Th. Scharten, Spinnerstraat 22, Best.
J.R. Schmidt, Roland Holstlaan 130, Delft.
J. Smit, Andoorn 65, Oldenzaal.
A. Willemsen, Dr. W. v.d. Horstlaan 43, Pijnacker.
C. Wissenburgh, Dunantlaan 6, Pijnacker.

Nieuwe adressen van leden

Ir. A. Bakker, Union l'Europe Occidentale, 43 Avenue du Président Wilson, 75775 Paris, Cedex 16, Frankrijk.
Ing. F. Doornbos, Scherpenzeelseweg 34, Leersum.
Ir. A.W.M. van den Enden, Loonderweg 9, Waalre.
Ir. W.J. Eradus, Anker 34, Veenendaal.
Ir. R.J.M. van Eyndhoven, Zwaluw 58, Poortugaal.
Ir. T. Feitscher, Brückenstrasse 6, 3005 Bern, Zwitserland.
Ir.P.J.C. Hamelberg, Ruychrocklaan 90, 's-Gravenhage.
Ir. P.J. Haubrich, Goethestrasse 18, D-4005 Meerbusch-Osterath, W. Duitsland.
Ir. W. Jouwsma, Landsteinerweg 2, Lochem.
Ir. J.P. Kingma, Dr. van Noortstraat 3, Leidschendam.
Ing. A.C. de Klerk, Lekdijk West 77, Lopik.
Ir. P.F. van der Meulen, Sir Winston Churchilllaan 431, Rijswijk.
Prof.dr. C.E. Mulders, Semmelweislaan 3, Eindhoven.
Ir. F. Muller, 7 Chemin du Ru, 78630 Orgeval, Frankrijk.
Ir. D.J.W. Noorlag, Raadhuisstraat 324, Best.
Ir. E.J. Nijenhuis, Nachtegaallaan 2, Wassenaar.
A. Ommering, Venestraat 37, Leidschendam.
Ir. J.M.G.A. Ouderling, Gorterlaan 79, Groningen.
Dr. ir. H. Rinia, Irenelaan 9, flat C 2, Aalst-Waalre.
Ir. M.K. Smit, Gruttohof 10, Delft.
Ir. A.H. Toet, Joost Ivanghlaan 7, Bergen N.H.
Ir. A.C. Tuinenburg, Beyaart 4, Noordwijk.
Ir. C.D.R. de Vaal, Wilhelminalaan 23, Best.
Ir. J.Veldhuis, Herman Heyermanslaan 12, Eindhoven.
Ing. J.M.H. Wagemans, Mockeborg 48, Maastricht.
Ir. J.R. Westerveld, Julianalaan 141, Delft.
Ir. J.M. van der Wiel, Hoenderhoeve 41, Houten.
Dr. ir. E.A. Wolsheimer, 1615 Mc Gregor way, San Jose, CA 95129, U.S.A.

Overleden

Ir. M. Rietveld, Rochussenstraat 77 B, Rotterdam.

Conferentieaankondigingen

ICC 84 International Conference on Communications, Amsterdam, RAI, 14-17 May, 1984, Contact adres: T.A.C.M. Claasen, secretary-organisationcommittee, Philips Research Laboratories, P.O.Box 218, 5600MD Eindhoven, The Netherlands. Tel.: 040-742131 of 040-742236.

RSCT. Radio Spectrum Conservarion Techniques; University of Birmingham, UK, 6-8 September 1983. Contact adres: IEE *)

1983-URSI International Symposium on Electromagnetic Theory; Santiago de Compostela Spain, 23-26 August 1983. Contact adres: Dr. J.L. Sebastian Dpt. de Electricidad y Electronica; Facultad de Clensias Fisicas; Cludad Universitaria; Madris (3) Spain.

ESSCIRC '83. Ninth European Solid-State Circuits Conference; September 20-23, 1983; Ecole Polytechnique Federale de Lausanne Switzerland. Call for papers: December 1982; Contact adres: V.Valencic, Secretary ESSCIRC '83; EPFL-33 Av. de Cour; CH-1007 Lausanne; Switzerland.

17th Carnahan Conference on Security Technology 4-6 October 1983; Switzerland; Contact adres: P. de Bruyne; ETH Zentrum-KT; CH-8092 Zürich; Switzerland; Tel. (..411) 2562792.

73rd Convention of the Audio Engineering society; 15-18 March 1983; Eindhoven, the Netherlands; Contact adres: J.L.Menger; N.V.Philips Dept. E.L.A.; 5600MD Eindhoven, the Netherlands

International Conference on simulators; 26-30 september 1983; University of Sussex, Brighton; Contact adres: IEE*)

Automotive electronics; 14-18 november 1983; IEE, Savoy Places London. Contact adres: IEE*)

International conference on optical fibre sensors; 26-28 april 1983; IEE, Savoy Place London; Contact adres: IEE*)

Third international conference on rehiability of power supply systems; 26-28 september 1983, IEE, Savoy Place London; contact adres: IEE*)

Third international Conference on Satelite Systems for Mobile Communications and navigation; 7-9 june 1983; IEE, Savoy Place London, Contact adres: IEE*)

*) IEE:
Conference Services Department; Institution of Electrical Engineers; Savoy Place; London WC2R OBL; UK. Tel.: 01-240 1871 Ext. 222
Telex: 261176

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 47 - nr. 5/6 - 1982

druk. de Witte Eindhoven